



Universitat
Autònoma
de Barcelona



Sistemas de comunicaciones para vuelos no tripulados

Memòria del Projecte Fi de Carrera
d'Enginyeria Tècnica de
Telecomunicació, especialitat en
Sistemes Electrònics
realitzat per
Alejandro Correa Vila
i dirigit per
Jose López Vicario
Bellaterra, 10 de Septiembre de 2008

ÍNDICE

1	Introducción	7
1.1	Motivación	7
1.2	Objetivos	8
1.3	Organización del documento	9
2	Proyecto ATLANTIDA	10
2.1	Objetivos generales	12
2.1.1	Ubicación del proyecto dentro de los objetivos de ATLANTIDA	14
3	Canal aeronáutico	15
3.1	Canal Rice	15
3.2	Canal Rayleigh	17
3.3	Efecto Doppler	18
3.4	Modelado del canal aeronáutico	19
3.4.1	Escenario <i>En-Route</i>	20
3.4.2	Escenario <i>Arrival and take off</i>	23
3.4.3	Escenario <i>Taxi</i>	25
3.4.4	Escenario <i>Parking</i>	27
4	Sistema propuesto	29
4.1	OFDM	29
4.1.1	Modulación multiportadora	29
4.1.2	Modulación OFDM	34
4.1.3	Prefijo cíclico	35
4.1.4	Offset frecuencial	37
4.2	WiMAX	40
4.2.1	Capa física	41

4.3	Análisis de sistemas de comunicaciones para UAVs basados en OFDM	42
4.4	Sistema propuesto	44
4.5	Coste del sistema	47
5	Descripción del simulador	49
5.1	Descripción de los bloques	49
5.1.1	Modulador y demodulador digital	50
5.1.2	Prefijo cíclico	51
5.1.3	Canal	52
5.1.4	Cálculo de la probabilidad de error	53
6	Resultados	55
6.1	Canal con ruido AWGN	55
6.2	Canal variante en el tiempo	60
6.3	Modificación de portadoras	62
6.3.1	Modificación de las portadoras con ceros intercalados	63
6.3.2	Modificación de portadoras doblando el ancho de banda de cada portadora	65
6.3.3	Modulación Adaptativa con 256 portadoras	68
6.3.4	Modulación Adaptativa con 128 portadoras	70
7	Conclusiones	72
8	Bibliografía	75
9	Anexos	76

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1 Escenario con línea de visión directa (LOS) -----	16
Figura 2 Escenario sin línea de visión directa (NLOS)-----	17
Figura 3 Densidad espectral de potencia recibida en un entorno móvil al transmitir un tono frecuencial -----	19
Figura 4 Propagación multicamino en escenarios “en-route”[1] -----	21
Figura 5 <i>Doppler power spectrum</i> y <i>delay power spectrum</i> para el escenario <i>En-Route</i> [1] -----	22
Figura 6 Propagación multicamino en escenarios <i>Arrival and Take off</i> [1] -----	24
Figura 7 <i>Doppler power spectrum</i> y <i>delay power spectrum</i> en escenarios <i>arrival and take off</i> [1] -----	25
Figura 8 Propagación multicamino en escenarios <i>taxi</i> [1] -----	26
Figura 9 <i>Doppler power spectrum</i> y <i>delay power spectrum</i> en escenarios “taxi”[1]--	26
Figura 10 Propagación multicamino en escenarios <i>parking</i> [1]-----	27
Figura 11 <i>Doppler power spectrum</i> y <i>delay power spectrum</i> en esceanrios <i>parking</i> [1]28	
Figura 12 Transmisor multiportadora -----	30
Figura 13 Espectro de la señal transmitida[4] -----	31
Figura 14 Multiportadora con superposición de canales[4]-----	33
Figura 15 Demodulador Multiportadora-----	33
Figura 16 Modulador OFDM -----	34
Figura 17 Secuencia con prefijo cíclico -----	36
Figura 18 Subportadoras OFDM $f_0 = 10 \text{ Hz}$ and $\Delta f = 1 \text{ Hz}$ [4].-----	38
Figura 19 Características principales de WiMAX [3] -----	41
Figura 20 Parámetros de OFDM en WiMAX[3] -----	42
Figura 21 Aplicación con UAV para el control forestal -----	45

Figura 22 Precios de un sistema de comunicaciones WiMAX -----	48
Figura 23 Diagrama de bloques del simulador -----	50
Figura 24 Secuencia con prefijo cíclico -----	52
Figura 25 BER de una señal BPSK en un canal Rice-----	56
Figura 26 BER de una señal BPSK en un canal Rayleigh -----	56
Figura 27 BER de una señal QPSK en un canal Rice-----	57
Figura 28 BER de una señal QPSK en un canal Rayleigh -----	58
Figura 29 BER de una señal 16 QAM en un canal Rice-----	59
Figura 30 BER de una señal 16QAM en un canal Rayleigh -----	59
Figura 31 Probabilidad de error en un canal Rice -----	61
Figura 32 Probabilidad de error en un canal Rayleigh-----	61
Figura 33 BER de una señal con 128 portadoras en un canal Rice -----	64
Figura 34 BER de una señal con 128 portadoras en un canal Rayleigh-----	64
Figura 35 BER de una señal con 128 portadoras en un canal Rice -----	66
Figura 36 BER de una señal con 128 portadoras en un canal Rayleigh-----	67
Figura 37 Modulacion adaptativa en un canal Rice-----	68
Figura 38 Modulacion adaptativa en un canal Rayleigh-----	69
Figura 39 Modulaci3n adaptativa con 128 portadoras en un canal Rice -----	70
Figura 40 Modulaci3n adaptativa con 128 portadoras en un canal Rayleigh-----	71

1 INTRODUCCIÓN

1.1 Motivación

En los últimos años se ha producido un gran aumento en el número de usuarios de los sistemas de aviación. De esta forma, la demanda de usuarios se ha triplicado entre los años 1980 y 2000, se espera que ésta se duplique para el año 2020. Con este aumento del número de usuarios se hace necesaria una mejora del actual sistema de gestión del tráfico aéreo (ATM, Air Traffic Management), con el fin de que el sistema pueda aceptar dicho incremento.

Es aquí donde la iniciativa ATLANTIDA (Aplicación de Tecnología Líder a Aeronaves no Tripuladas para la Investigación y Desarrollo en ATM) tiene su principal objetivo. Esta iniciativa fue creada por un consorcio de empresas con el objetivo de encontrar soluciones para la reforma del sistema ATM. Otro de los objetivos de la iniciativa es introducir paulatinamente una automatización del sistema ATM. El punto final de esta automatización del sistema se ha fijado en la introducción de aeronaves no tripuladas dentro del sistema de gestión del tráfico aéreo.

Una parte importante dentro de la iniciativa ATLANTIDA son las comunicaciones, ya sean establecidas entre dos aviones o entre un avión y la estación terrestre. Es por esto por lo que deben realizarse investigaciones en el ámbito de las comunicaciones digitales que aporten las soluciones deseadas. A partir de estas investigaciones debe establecerse el sistema de comunicaciones adecuado. Para poder establecer éste sistema deben estudiarse los actuales sistemas de comunicaciones comerciales; dentro de este grupo se encuentra el sistema WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access).

1.2 Objetivos

Este proyecto procura seguir la línea marcada por la iniciativa ATLANTIDA. Esta iniciativa pretende renovar completamente el actual sistema de gestión del tráfico aéreo. Para ello, debe realizar investigaciones en todos los campos relacionados con la aviación. Uno de estos campos es la comunicación con el avión en el que se proyecta crear un sistema que se adapte a la gran variabilidad del entorno aeronáutico.

Siguiendo con las líneas marcadas en la iniciativa ATLANTIDA, se deben realizar investigaciones desde un nivel básico, para así poder hallar la solución más acertada. De este modo, en este proyecto se intenta analizar el comportamiento de un sistema WiMAX utilizando la tecnología OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) con aviones no tripulados.

En este proyecto se acomete alcanzar tres objetivos distintos. El primer objetivo, al que podríamos denominar como objetivo teórico, está formado por el estudio de todas las tecnologías necesarias para la realización de la parte práctica del proyecto. Dentro de este estudio se englobarán los estudios sobre la modulación OFDM y cómo introducirla en un entorno de comunicación WiMAX, además de los estudios sobre el modelado del canal aeronáutico.

El segundo gran objetivo de este proyecto está constituido por la parte denominada como práctica. En ella, se engloba la creación de un modelo de canal aeronáutico para aviones no tripulados en un radio de cobertura WiMAX de aproximadamente 40 Km. Para realizar este modelo del canal, se empezará por un modelo sencillo y, progresivamente serán incluidos nuevos conceptos en el modelo para ajustarse así a la realidad. Unido a la creación del modelo del canal, deberá crearse un sistema de transmisión OFDM que cumpla con los parámetros establecidos para operar en la tecnología WiMAX.

El tercer gran objetivo del proyecto será la realización de un simulador en un entorno de programación MATLAB que permita analizar la viabilidad del sistema propuesto así como las ventajas y los inconvenientes de dicho sistema.

1.3 Organización del documento

La estructura de este proyecto está dividida en tres bloques. El primer bloque se compone de toda la información relacionada con el estudio del canal aeronáutico de comunicaciones móviles que se considera imprescindible para el correcto seguimiento de las decisiones tomadas a la hora de realizar el canal del sistema propuesto.

En el segundo bloque se encuentra la teoría relacionada con el sistema propuesto, es decir, teoría sobre la modulación OFDM y el sistema WiMAX, así como información sobre un trabajo anterior a éste sobre la modulación OFDM y UAVs (Unmanned Aerial Vehicle). En la última parte de este bloque se describe el sistema de comunicaciones propuesto.

El tercer bloque se corresponde con la descripción del simulador realizado y los resultados obtenidos con este simulador. Finalmente se encuentran las conclusiones obtenidas después de realizar el proyecto.

2 PROYECTO ATLANTIDA

En la actualidad, la industria del transporte aéreo en Europa está formada por una red compuesta por más de 60 proveedores de servicios de navegación aérea, más de 450 aeropuertos y más de 130 líneas aéreas. Esta red ha soportado un crecimiento en las necesidades de transporte de los ciudadanos que ha supuesto que la demanda se triplique entre los años 1980 y 2000. Este aumento de la demanda, que se espera continuado, llevará a que ésta se duplique para el año 2020.

Un crecimiento de esta magnitud requiere una evolución del actual sistema de gestión de tráfico aéreo (ATM) para poder abastecer las necesidades de los usuarios, permitiendo la movilidad máxima para los usuarios de una forma segura, eficiente y asequible. Para realizar esta evolución en un área de conocimiento como la gestión del tráfico aéreo es imprescindible realizar inversiones en I+D para conseguir un salto tecnológico significativo que permita superar las limitaciones del sistema actual.

Debido al aumento de la demanda esperado, tanto la Comisión Europea como la Administración Federal de los EEUU, han propuesto respectivamente las iniciativas SESAR (Single European Sky ATM Research) y NGATS (Next Generation Air Traffic System) para unir a los distintos actores relacionados con la gestión del tráfico aéreo en sus respectivas áreas de influencia. Se pretende movilizar a estos actores hacia un objetivo común en los próximos años entorno a aquellos desarrollos operacionales y tecnológicos relacionados con la gestión del tráfico aéreo.

Las grandes iniciativas internacionales SESAR y NGATS están planteadas desde un enfoque “top-down” (de arriba abajo), es decir, primero se concentran en definir un concepto operacional y consensuarlo con los distintos actores del sistema de ATM, dejando, para fases más tardías, el desarrollo de las tecnologías necesarias

para hacer posible dicho concepto operacional. Además, SESAR y NGATS están enfocadas al uso de tecnologías existentes para conseguir los objetivos a corto y medio plazo.

Es por esto por lo que se hace necesario realizar investigaciones complementarias a estas grandes iniciativas desde un enfoque totalmente opuesto, es decir, desde un enfoque “bottom-up” (de abajo a arriba). Estas iniciativas deben estar encaminadas a desarrollar nuevas tecnologías con una base científica sólida que puedan hacer posible la superación de las limitaciones existentes en la mejora del sistema ATM.

Es en este último grupo de iniciativas donde se encuentra el proyecto ATLANTIDA. Programas de desarrollo científico y tecnológico como éste son necesarios para el posicionamiento del sector en España de cara a fases posteriores de los grandes programas internacionales, como SESAR y NGATS, cuando estos últimos aborden el desarrollo de tecnologías de soporte al concepto operacional.

Las pretensiones del proyecto ATLANTIDA son mejorar el actual sistema de gestión del tráfico aéreo aportando para ello nuevas perspectivas. Estas perspectivas tienen como objetivo incrementar la capacidad del sistema de transporte aéreo haciéndolo más eficiente, menos contaminante y más seguro.

El Consorcio ATLANTIDA presenta al programa CENIT (Consortios Estratégicos Nacionales en Investigación Técnica) un ambicioso proyecto de I+D encaminado a la investigación de los elementos necesarios para una transformación radical del sistema de gestión del tráfico aéreo (ATM) en Europa y en el mundo. El programa CENIT contempla la financiación de grandes proyectos con el objetivo de generar nuevos conocimientos que incrementen el desarrollo tecnológico español.

Este consorcio está formado por entidades líderes del sector aeroespacial en España y en el mundo (Boeing Research and Technology Europe, Indra, GMV, Isdefe, Iberia, Aernnova) e integrado en total por 18 empresas y por 15 organismos de investigación públicos y privados, entre los que se encuentra la Universidad Autónoma de Barcelona.

2.1 Objetivos generales

El objetivo principal del proyecto ATLANTIDA es investigar de forma exhaustiva la automatización de la gestión del tráfico aéreo, explorando los límites de lo que actualmente es científica y tecnológicamente viable conseguir. Esto es un verdadero reto tecnológico, por lo que no sólo es necesario utilizar los conocimientos científicos más recientes, sino que también es necesario realizar investigación a nivel básico en distintos campos. Sin esta base científica no será posible aportar soluciones innovadoras al actual problema del sistema ATM.

El Consorcio ATLANTIDA propone un programa de investigación y desarrollo que enfoque estos retos y que aporte una solución novedosa y efectiva al problema de la gestión de tráfico aéreo. En esta línea, el Consorcio ATLANTIDA propone:

- Un programa que permita un crecimiento continuo del tráfico aéreo y que complemente y aporte soluciones a la investigación de corto plazo desarrollada en el programa SESAR.
- Un plan de internacionalización del conocimiento generado y del programa en sí mismo que permita el mantenimiento del liderazgo de las empresas españolas en la gestión del tráfico aéreo en el sistema del futuro.

- Un concepto de gestión de trayectorias integrado que ataque los principales retos científicos y tecnológicos en este área de conocimiento.
- Un programa que permita a los miembros del Consorcio ATLANTIDA el desarrollo de la tecnología básica para la evolución de los equipos de tierra, aire, comunicaciones, navegación y vigilancia, capaces de gestionar la demanda de los próximos años.

Estas propuestas dirigen el proyecto ATLANTIDA hacia tres grandes objetivos principales:

- Desarrollar una aproximación científico-técnica rigurosa para la introducción de un alto grado de automatización en el sistema ATM.
- Investigar su comportamiento en condiciones de laboratorio con ayuda de aeronaves no tripuladas.
- Analizar la extrapolación de la aproximación desarrollada al contexto ATM real.

Uno de los principales inconvenientes existentes a la hora de conseguir los objetivos marcados es lo extremadamente difícil y costoso que supone cualquier tipo de experimentación en el contexto ATM real. Esto aumenta a medida que tratamos conceptos operacionales totalmente nuevos, que se basan en tecnologías que no han sido desarrolladas. La experimentación en el contexto real resulta económicamente inviable y, en la práctica, virtualmente imposible debido al hecho de que no existe ninguna evidencia de que el concepto funcione.

La propuesta de ATLANTIDA, para la solución del problema en cuestión, parte de la base de considerar a los UAVs como una oportunidad única para facilitar el desarrollo de la solución, en lugar de verlos como un problema añadido. Experimentar con conceptos operacionalmente nuevos con la ayuda de UAVs no

admite comparación, ni en términos económicos ni de esfuerzo, con respecto a experimentar en el contexto ATM real. En cambio, es posible extrapolar resultados de la experimentación a escala con UAVs de bajo coste utilizando técnicas de simulación con una fidelidad adecuada, como referente de una solución del contexto ATM real. Además, si es posible obtener soluciones a partir de UAVs se obtienen también de forma inmediata soluciones para la integración de UAVs en el sistema ATM futuro.

Por ello, una gran parte del esfuerzo de la iniciativa ATLANTIDA tiene que ver con el desarrollo de un laboratorio para I+D en ATM, que permita conseguir la solvencia técnica y científica necesaria para conseguir un objetivo tan extremadamente complejo como es la exploración de una solución de futuro para el sistema ATM.

2.1.1 Ubicación del proyecto dentro de los objetivos de ATLANTIDA

Como se ha comentado, la iniciativa ATLANTIDA sigue una línea de investigación con un enfoque de abajo a arriba. De esta forma, se necesitan investigaciones desde un nivel básico para poder desarrollar la tecnología necesaria. También se propone la investigación con UAVs debido a la facilidad de experimentación anteriormente comentada.

Dentro de este enfoque de investigación desde un nivel básico de estudio se incluye este proyecto que abarcará el estudio de un sistema de comunicaciones con UAVs utilizando un sistema de comunicaciones comercial denominado WiMAX.

3 CANAL AERONÁUTICO

Dentro de los objetivos de estudio de la iniciativa ATLANTIDA se contempla el modelado del canal aeronáutico. Dentro de los sistemas de comunicaciones siempre se debe realizar el modelado del canal, ya que dependiendo del canal existente se adoptará un tipo de tecnología u otro. Es necesario realizar el modelado del canal para poder realizar la correcta elección de la tecnología utilizada en el sistema de comunicaciones que se pretende desarrollar.

Durante el siguiente apartado se expondrá un modelado del canal aeronáutico ya realizado, el cual servirá como base para el desarrollo del canal de comunicaciones que se pretende construir. No obstante, antes de exponer el modelo del canal se debe profundizar en diferentes aspectos de las comunicaciones móviles que influirán en la elección del canal adecuado.

3.1 Canal Rice

El modelo de canal Rice se incluye dentro de los modelos de comunicaciones móviles a corto plazo. Las variaciones a corto plazo son los desvanecimientos profundos que sufre la señal en comunicaciones móviles debido principalmente a la propagación multitrayecto y al efecto Doppler [5].

En el modelado del canal se utiliza una distribución de Rice en aquellos casos en los que existe una línea de visión directa entre el emisor y el receptor, tal como se muestra en la Figura 1.

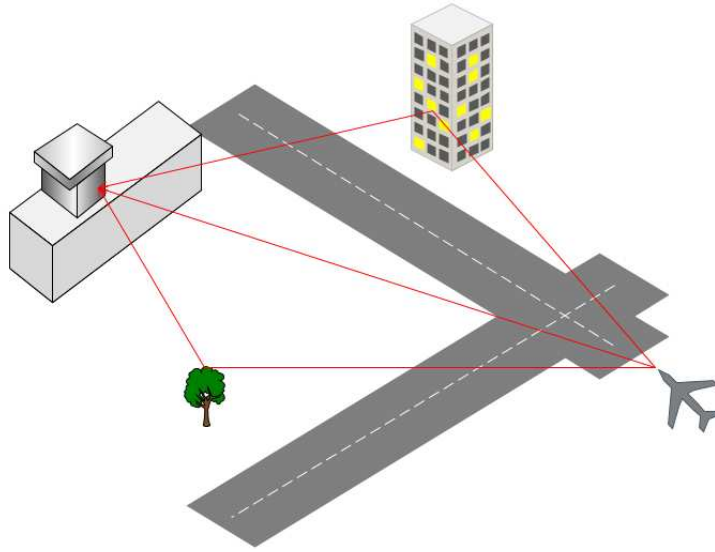


Figura 1 Escenario con línea de visión directa (LOS)

En la Figura 1 podemos observar el típico escenario de comunicaciones móviles donde se aplica una distribución de Rice. La señal recibida se compone de una señal que llega de forma directa desde el transmisor al receptor y múltiples señales que llegan al receptor por la reflexión en objetos del escenario. En este tipo de sistemas de comunicaciones, la distribución de la potencia de la envolvente del canal es la siguiente:

$$f_r(r) = \frac{r}{\sigma^2} \left(-\frac{r^2 + r_{LOS}^2}{2\sigma^2} \right) I_0 \left(\frac{r_{LOS}r}{\sigma^2} \right) \quad r \geq 0 \quad 1$$

Siendo “ I_0 ” la función de Bessel modificada de orden cero, “ r ” la potencia de la envolvente de las componentes reflejadas, “ r_{LOS} ” la potencia de la envolvente del rayo directo y “ σ^2 ” la desviación típica de la función densidad de probabilidad.

Otro parámetro importante de la distribución de Rice es la relación portadora a multitrayecto “k”, este parámetro mide la relación entre la potencia de las componentes multicamino “ $2\sigma^2$ ” con la potencia de la componente directa “ r_{LOS}^2 ”.

$$k = \frac{r_{LOS}^2}{2\sigma^2} \quad K = 10 * \log k$$

3

3.2 Canal Rayleigh

La distribución Rayleigh se puede incluir como una excepción de la distribución Rice cuando el valor de la componente directa es cero [5].

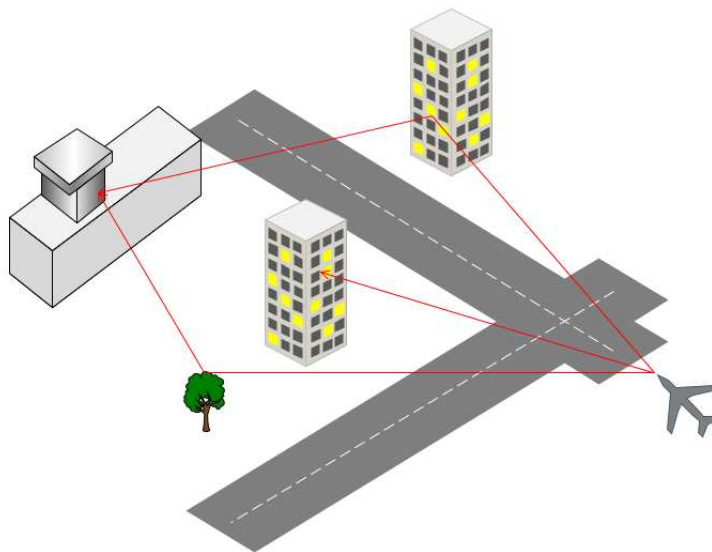


Figura 2 Escenario sin línea de visión directa (NLOS)

El comportamiento Rayleigh aparece cuando hay dispersores uniformemente distribuidos en torno al receptor.

Como se observa en la Figura 2, la línea de visión directa entre transmisor y receptor está bloqueada por un objeto, por lo tanto, la señal deberá ser reconstruida a partir de las componentes reflejadas. Teniendo en cuenta que el número de las componentes reflejadas tiende a infinito, el canal de comunicaciones seguirá una distribución de potencia de la envolvente r del siguiente tipo.

$$f_r(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r}{2\sigma^2}\right) \quad r \in [0, \infty) \quad 4$$

Donde “ $2\sigma^2$ ” es la potencia media de las componentes reflejadas.

3.3 Efecto Doppler

El efecto Doppler se produce cuando en una comunicación el emisor o el receptor están en movimiento respecto a los demás objetos. El movimiento relativo entre las fuentes de comunicación provoca una variación de la longitud de onda de la señal emitida que varía en mayor o menor medida dependiendo de la velocidad del objeto en movimiento.

$$s = A \exp[j(2\pi ft - k\Delta l)t] = A \exp\left[j2\pi\left(f - \frac{v}{\lambda} \cos \theta\right)t\right] \quad 5$$

Donde “ Δl ” representa la variación de la distancia entre el emisor y el receptor, “ A ” es la amplitud de la señal enviada, “ k ” la constante de propagación, “ f ” la frecuencia de operación, “ t ” el tiempo, “ v ” la velocidad, “ λ ” la longitud de onda y “ θ ” el ángulo de incidencia con el receptor.

Como se observa en la ecuación 5, el movimiento de una de las fuentes de comunicación provoca una variación en la frecuencia de la señal. Esta variación en la frecuencia de la señal puede provocar la pérdida de la ortogonalidad de las

subportadoras OFDM, aumentando así la probabilidad de error, como será explicado en un capítulo posterior.

Si tenemos una señal viajando en un entorno multicamino, cada una de las trayectorias de la señal incidirán en el receptor con un ángulo distinto. De este modo, una señal que incide con un ángulo determinado “ α ” presentará un desplazamiento Doppler “ $\cos(\alpha) \frac{v}{\lambda}$ ”. En consecuencia, el espectro de potencia de la señal recibida queda dispersado en función del entorno. Si se transmite un tono a una frecuencia “ f_0 ”, el espectro de potencia recibido será similar al mostrado en la Figura 3 para un número de rayos tendiente a infinito y un ángulo “ α ” con distribución aleatoria uniforme. La potencia de la señal quedará dispersada uniformemente con una dispersión máxima igual a la frecuencia Doppler.

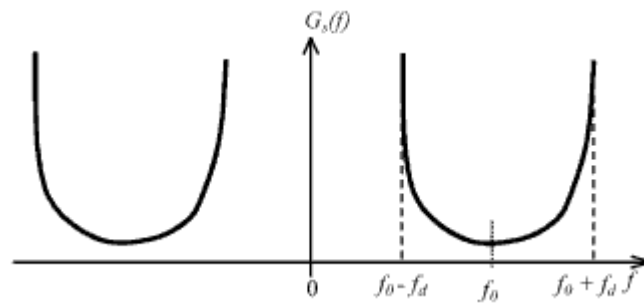


Figura 3 Densidad espectral de potencia recibida en un entorno móvil al transmitir un tono frecuencial

3.4 Modelado del canal aeronáutico

Una vez vistos los principales conceptos de comunicaciones móviles que influyen en la elección del modelo de canal, vamos a describir un modelo de canal de comunicaciones aeronáutico existente [1].

En el modelado de un canal de comunicaciones móviles es necesario conocer las condiciones del entorno de transmisión para poder modelar un canal que se corresponda con la realidad. En el caso de que la comunicación se realice entre aviones, es necesario tener en cuenta la posibilidad de conectarse un avión con otro avión que está volando, enlace al que llamaremos aire-aire, así como la posibilidad de que el avión se comunique con la estación base, enlace tierra-aire.

Existen diferentes métodos para modelar los efectos del canal, como por ejemplo, modelos empíricos o geométricos que requieren un conocimiento exhaustivo del entorno en particular. En éstos no se garantiza que el modelo del canal se corresponda con la realidad si se aplican dichos modelos a otros entornos diferentes a aquellos en los que se efectuaron las medidas. Los métodos estadísticos permiten estimar el canal entre el transmisor y el receptor desde un punto de vista genérico, pudiendo ser así aplicados en entornos similares, ésta es la razón por la cual se escogen los modelos estocásticos para modelar el canal aeronáutico.

La gran variabilidad del entorno aeronáutico provoca la necesidad de dividir el trayecto que realiza un avión en diferentes escenarios, de forma parecida al procedimiento establecido en el sistema GSM (Global System for Mobile communications) con los modelos definidos en el COST-207. Estos escenarios están caracterizados por el tipo de desvanecimiento, el efecto Doppler y los retrasos del sistema.

3.4.1 Escenario *En-Route*

Este escenario se aplica cuando el avión está realizando la ruta entre dos aeropuertos (Figura 4). En este entorno el avión puede tener un enlace tierra-aire para comunicarse con el aeropuerto y un enlace aire-aire para la comunicación con otro avión.

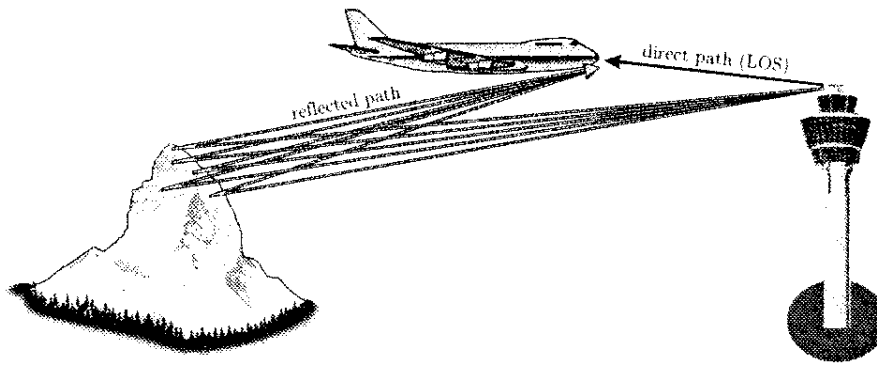


Figura 4 Propagación multicamino en escenarios “en-route”[1]

Generalmente, este canal multicamino consiste en una señal directa entre emisor y receptor y diferentes señales reflejadas que llegan retardadas en el tiempo. La caracterización de este escenario puede ser realizada mediante un modelo de dos rayos. Para simplificar, en este entorno puede ser modelado el rayo directo como un proceso constante y los rayos reflejados como un proceso Rayleigh, esto se corresponde con un modelo Rice. En este tipo de entornos el factor Rice viene determinado por las medidas entre la componente directa y la componente reflejada. Teniendo en cuenta que el avión siempre tendrá una fuerte componente directa, el valor típico del factor Rice en este modelo será de 15 dB.

El escenario *En-Route* está caracterizado por la rapidez de los desvanecimientos, la mayoría de las comunicaciones ocurren a velocidades de 440 m/s siendo 620 m/s la velocidad máxima y 17 m/s la mínima. El ángulo de cobertura es menor que 360° , por lo que las componentes reflejadas no están distribuidas uniformemente. Esta distribución no uniforme provoca que la función de densidad de probabilidad Doppler sea una parte de la clásica función 2-D Doppler:

$$P_{f_D} = \begin{cases} \frac{1}{\pi f_{D_{\max}} \sqrt{1 - (f_D / f_{D_{\max}})^2}}, & \text{if } |f_D| < f_{D_{\max}} \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad 6$$

Donde “ f_D ” es la frecuencia Doppler y “ $f_{D_{\max}}$ ” la frecuencia Doppler máxima. En el peor de los casos la dirección del rayo directo coincide con la parte delantera del avión resultando una variación de la frecuencia Doppler máxima. En la Figura 5 se observa la variación de la frecuencia Doppler tanto para la componente directa como para las componentes reflejadas. Se considera que la componente directa llega de frente al avión mientras que las componentes reflejadas llegan por la parte trasera. En la Figura 5 también se aprecia el *delay power spectrum*, que muestra las variaciones que sufre el canal durante el tiempo de separación entre las componentes directa y reflejada correspondiente con el *delay spread*, que es el tiempo que pasa entre que la componente directa llega al receptor y la última de las componentes multicamino es recibida.

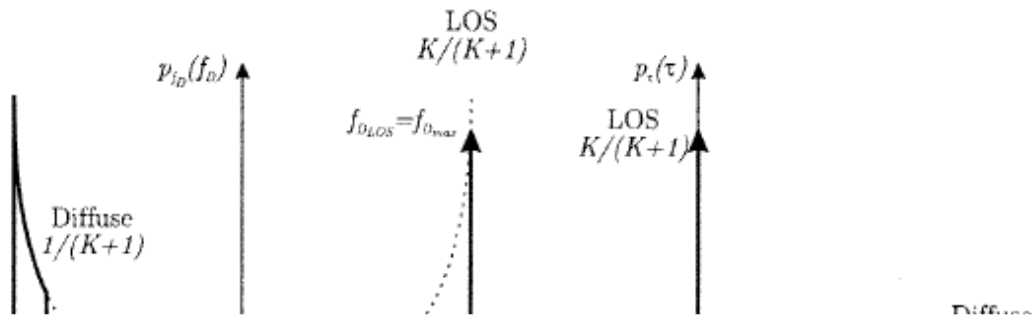


Figura 5 Doppler power spectrum y delay power spectrum para el escenario En-Route[1]

En cuanto a los retrasos, el peor caso en enlaces tierra-aire es de 200 μs ($\Delta d = 60 \text{ km}$) llegando a ser superior a 1 ms en enlaces aire-aire ($\Delta d = 300 \text{ km}$). Para incrementos de distancia entre 1,8 km y 2,4 m, el valor del retardo se sitúa entre los 6 y los 8 μs durante el despegue y las aproximaciones de aterrizaje donde la distancia máximas se encuentre entre los 19 y los 37 km del aeropuerto. Un simple análisis geométrico de la situación revela que en los enlaces tierra-aire el incremento de la distancia es aproximadamente la altura del avión. Para enlaces aire-aire esta aproximación se sitúa en el doble de la altura si existe un reflector dominante en el entorno.

Este análisis se basa en el hecho de que durante el vuelo la distancia entre el avión y la base es muy grande comparada con la altura. De tal forma que la distancia proyectada en la tierra es aproximadamente la distancia real entre los objetos. Si existe alguna reflexión en algún objeto del suelo, la máxima distancia que recorrerá puede ser aproximada por la altura para enlaces tierra-aire y por el doble de la altura para enlaces aire-aire. Si se asume una altura máxima de 10 km, los retrasos máximos son de 33 μs en el enlace tierra-aire y de 66 μs en el enlace aire-aire. Estos valores se han tomado como valores típicos en el modelado del canal.

3.4.2 Escenario *Arrival and take off*

Este escenario se aplica en las situaciones donde el avión se comunica con la estación base; en las maniobras de aterrizaje cuando el avión ya ha abandonado su velocidad de crucero y su altitud y en las situaciones de despegue cuando aún no ha conseguido la velocidad y la altura de crucero como se muestra en la Figura 6.

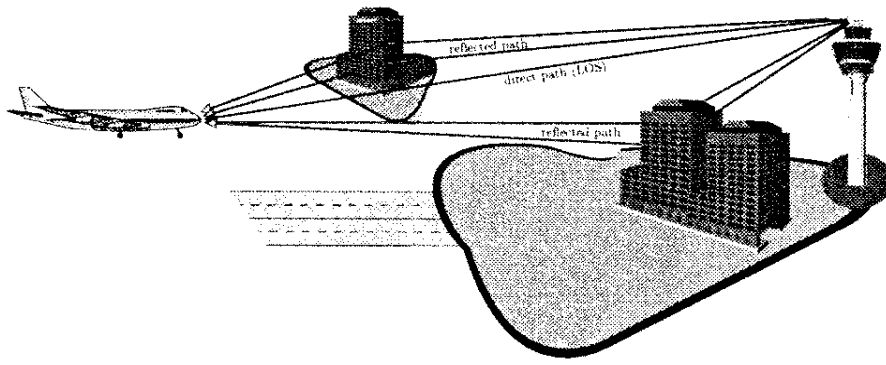


Figura 6 Propagación multicamino en escenarios *Arrival and Take off*[1]

Este escenario es una mezcla del escenario “en-route” y el “taxi” escenario que será comentado posteriormente. Se ha particularizado un nuevo escenario para caracterizar las comunicaciones durante el aterrizaje del avión, ya que las comunicaciones durante el despegue son similares pero con las frecuencias Doppler invertidas.

Es asumible el hecho de que existirá visión directa entre emisor y receptor en la maniobra del aterrizaje mientras el avión aún se encuentre en el aire. Por otra parte, existen en este escenario muchas componentes de la señal reflejadas en los edificios y en el mismo aeropuerto que pueden ser modeladas con una distribución Rayleigh. Como en escenarios anteriores, el modelado de este canal se realiza mediante una distribución Rician. El factor Rice es de 15 dB ya que se asume una componente directa elevada debido a la cercanía entre el avión y la estación base. La elección del factor Rice está sustentada en medidas realizadas en diferentes aeropuertos.

El escenario “arrival and take off” presenta un desvanecimiento rápido de la señal con velocidades comprendidas entre los 25 m/s y 150 m/s durante el aterrizaje del avión. Las componentes dispersadas no están isotrópicamente distribuidas pero se asume que llegan por la parte frontal del avión como la componente directa, por tanto, la variación de la frecuencia Doppler se corresponde con la frecuencia Doppler máxima. El *delay power spectrum* se aproxima a un escenario de dos rayos en un entorno rural, lo que implica que la amplitud de los retrasos decrece exponencialmente como se muestra en la Figura 7.

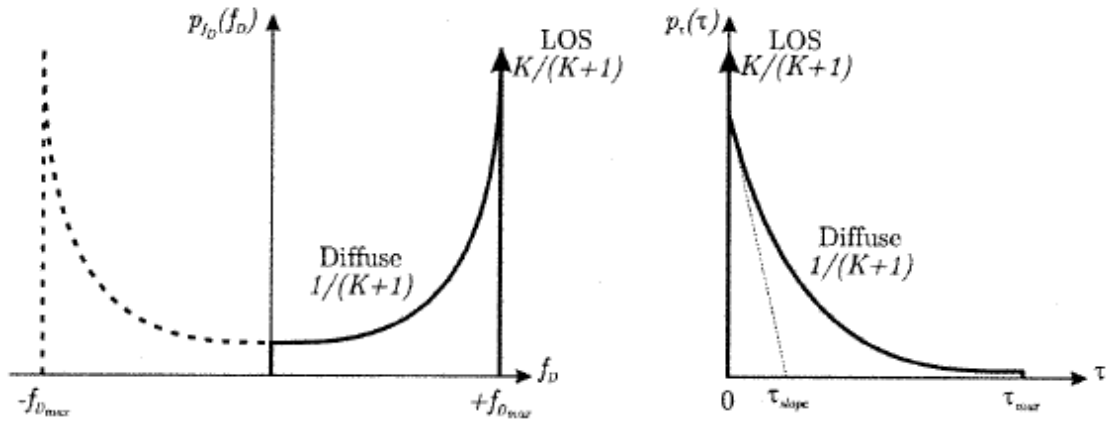


Figura 7 *Doppler power spectrum* y *delay power spectrum* en escenarios *arrival and take off* [1]

3.4.3 Escenario Taxi

En esta situación el avión se encuentra en la maniobra de aterrizaje una vez ha alcanzado el suelo, es decir, se encuentra en la pista de aterrizaje disminuyendo rápidamente la velocidad (Figura 8). El Doppler y *delay power spectrum* así como el factor Rice han sido obtenidos a partir de recomendaciones para áreas rurales no montañosas. En este escenario el factor Rice es de 6.9 dB.

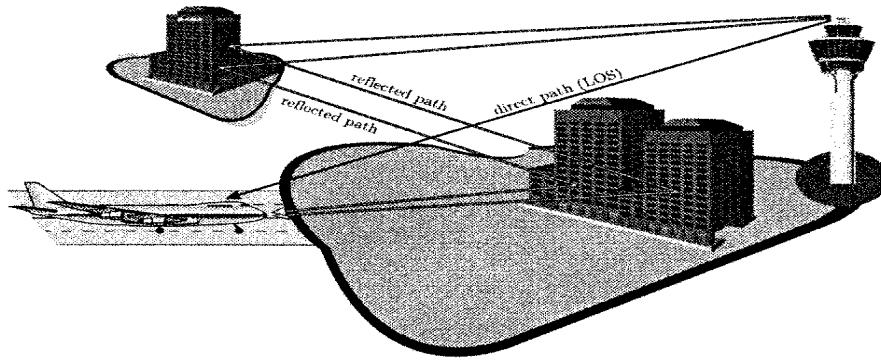


Figura 8 Propagación multicamino en escenarios *taxi*[1]

Este escenario está caracterizado por desvanecimientos lentos y velocidades generalmente inferiores a los 15 m/s. Si se quiere evaluar el peor caso hay que considerar velocidades de 50 m/s y, seguidamente, aplicar el clásico *Doppler power spectrum* (ecuación 6). El rayo directo llega oblicuamente hacia la parte delantera del avión resultando una modificación de la portadora de 0,7 veces la frecuencia Doppler máxima.

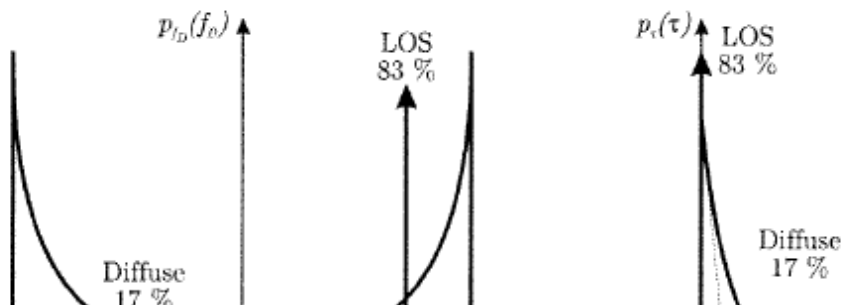


Figura 9 *Doppler power spectrum* y *delay power spectrum* en escenarios “*taxi*”[1]

El modelo de áreas rurales especifica retardos máximos de 0,7 μ s que se corresponden con un incremento de la distancia de 210 m. Aun cuando en este

escenario el Doppler y el retraso máximo son menores que en los escenarios anteriores, debido a la disminución de la velocidad y a la cercanía del avión a la torre de control, al disminuir también el factor Rice el efecto se compensa existiendo severos desvanecimientos de la señal.

3.4.4 Escenario *Parking*

Una vez el avión ha aterrizado se presenta un nuevo escenario en el cual el avión se desplaza a velocidades bajas por el aeropuerto, como por ejemplo, las maniobras de aproximación a la pista de aterrizaje (Figura 10). *El Doppler power spectrum* y el *delay power spectrum* están basados en las recomendaciones existentes para áreas urbanas no montañosas. En el peor de los casos de este escenario se asume que no existe visión directa entre emisor y receptor, como se muestra en la Figura 10, por lo que la señal deberá recibirse a partir de sus componentes reflejadas dando lugar a una distribución Rayleigh.

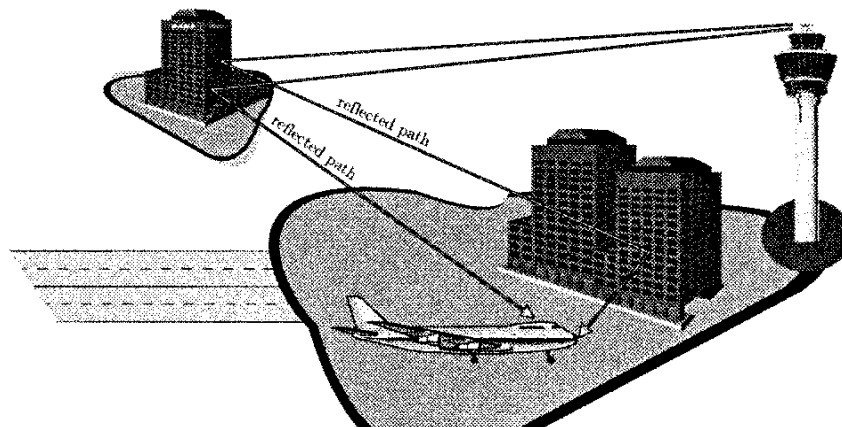


Figura 10 Propagación multicamino en escenarios *parking*[1]

Debido al hecho de que el avión está parado o circulando a velocidades muy bajas ($0 \dots 5.5$ m/s), el efecto Doppler en este escenario es mucho menor que en los anteriores y sigue la típica distribución Jakes como muestra la ecuación 6.

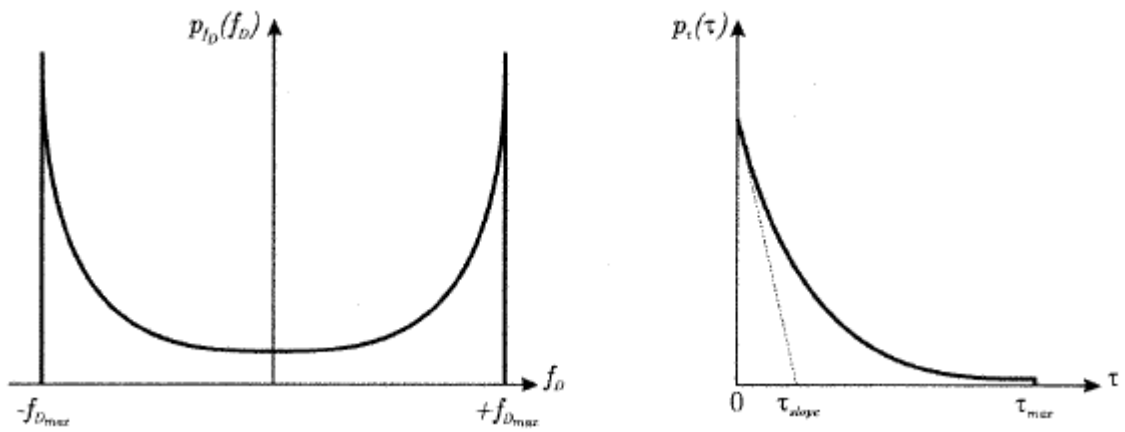


Figura 11 *Doppler power spectrum y delay power spectrum en escenarios parking*[1]

Para el modelado de este escenario se aplican las recomendaciones para entornos urbanos, donde los retrasos decrecen exponencialmente con el tiempo de pendiente. Como la componente directa está bloqueada, toda la señal debe ser reconstruida a partir de sus componentes reflejadas.

4 SISTEMA PROPUESTO

Una vez visto el modelado de un canal aeronáutico, en el siguiente apartado se describirá el sistema de comunicaciones con UAV propuesto. En este sistema de comunicaciones se utilizará la tecnología WiMAX con una modulación OFDM.

Antes de describir el sistema se expondrán ciertos conocimientos teóricos sobre la modulación OFDM y sobre el sistema de comunicaciones WiMAX. También se explicará una propuesta de sistema de comunicaciones con UAVs utilizando la tecnología OFDM.

4.1 OFDM

La modulación OFDM pertenece a la familia de esquemas de transmisión conocidos con el nombre de modulaciones multiportadora. Estas modulaciones se basan en la idea de dividir una señal con un “bit rate” elevado en señales paralelas con un “bit rate” menor, modulando cada una de éstas con una subportadora distinta [4].

Este tipo de modulaciones eliminan la interferencia intersimbólica, aumentando el tiempo de símbolo de forma que los retrasos del canal sean insignificantes en comparación con la duración del símbolo. La modulación OFDM se comporta de forma eficiente en entornos donde no existe visión directa entre emisor y receptor, es decir, en entornos de propagación multicamino, aun cuando el “bit rate” sea elevado.

4.1.1 Modulación multiportadora

Las modulaciones multiportadora son habitualmente utilizadas en sistemas de comunicaciones inalámbricos. El primer uso de esta tecnología fue con fines

militares a finales de los 50. No fue hasta 1990 cuando se aplicó con fines civiles como el *broadcasting* en Europa o en las LAN inalámbricas.

La idea básica de las modulaciones multiportadora es dividir la señal transmitida en diferentes subseñales para enviar cada una por un subcanal diferente. Normalmente, los subcanales son ortogonales entre sí en condiciones de propagación ideales, en condiciones reales se puede aproximar que las señales son ortogonales durante el tiempo de símbolo.

El “bit rate” de cada subcanal es mucho menor que el “bit rate” total, por lo que se aumenta el tiempo de símbolo reduciendo así el ancho de banda ocupado por cada subcanal. El número de subcanales se escoge de forma que el ancho de banda de cada subcanal sea menor que el ancho de banda de coherencia, asegurando así que cada canal se comporta de una forma más o menos plana. Gracias a esto, la interferencia intersimbólica de cada canal es baja, además, ésta puede ser completamente reducida con el uso del prefijo cíclico.

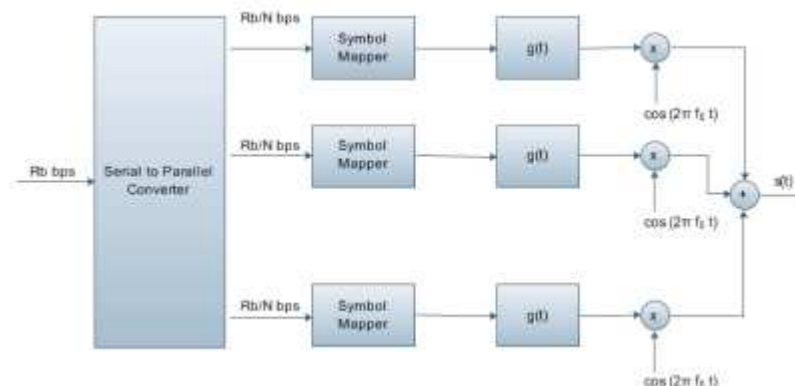


Figura 12 Transmisor multiportadora

Si consideramos un sistema de modulación lineal con un “bit rate” conocido “ R_b ” y un ancho de banda “ B ”, asumiendo que el “bit rate” es elevado, podemos deducir que el ancho de banda de coherencia será menor que el ancho de banda utilizado en la transmisión. Si ahora se divide esta señal en “ N ” señales en paralelo,

cada una tendrá un nuevo “bit rate” “ R_b/N ” y un nuevo ancho de banda de “ B/N ”. Para “ N ” suficientemente grande, el ancho de banda de cada subcanal es ahora mucho menor que el ancho de banda de coherencia y por tanto cada una de las “ N ” señales en paralelo se envía por un canal sin desvanecimientos, reduciendo así la ISI (Inter Symbol Interference) hasta niveles no significativos.

La Figura 12 muestra el esquema de transmisión utilizando modulación multiportadora. La cadena de bits a la entrada se divide en “ N ” bloques en el convertidor serie paralelo. Cada bloque es modulado por una subportadora diferente, obteniendo así “ N ” señales que se transmiten por su correspondiente canal de la forma siguiente:

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} s_i g(t) \cos(2\pi f_i t + \varphi_i) \quad 7$$

Donde “ s_i ” es el símbolo complejo de la subportadoras “ i ”, “ $g(t)$ ” es un tren de pulsos con la forma de un coseno alzado, “ f_i ” es la frecuencia de la subportadora “ i ” y “ φ_i ” es el desfase de dicha subportadora.

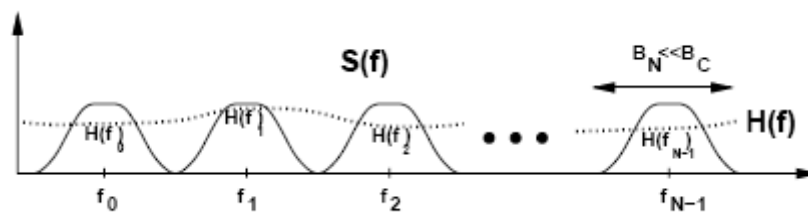


Figura 13 Espectro de la señal transmitida[4]

Como observamos en la Figura 13, el uso del espectro es ineficiente si las portadoras no se superponen unas a otras, ya que el ancho de banda utilizado aumenta considerablemente. Además, para mantener la ortogonalidad de las portadoras se necesita la utilización de filtros. También es necesario la utilización de múltiples moduladores y demoduladores con el consiguiente aumento del

consumo del dispositivo, de la complejidad del diseño y del precio final del sistema.

Para mejorar el uso del espectro, la solución es utilizar subcanales que se superpongan unos a otros, evitando que esta superposición de los subcanales destruya la transmisión. Para ello, las subportadoras deben ser ortogonales entre ellas, con el fin de poder ser separadas en el demodulador. Las subportadoras forman un grupo de bases aproximadamente ortogonales durante el tiempo de símbolo “ T_N ”.

$$\cos(2\pi(f_0 + i/T_N)t + \varphi_i), \quad i = 0, 1, 2, \dots \quad 8$$

Donde “ t ” es el tiempo y “ f_0 ” la frecuencia central de la subportadora. La ortogonalidad de las portadoras es independiente de la fase de cada una de ellas “ φ_i ” como se demuestra a continuación:

$$\begin{aligned} & \int_0^{T_N} \cos(2\pi(f_0 + i/T_N)t + \varphi_i) \cos(2\pi(f_0 + j/T_N)t + \varphi_j) dt \\ &= \int_0^{T_N} \frac{1}{2} \cos(2\pi(i-j)t/T_N + \varphi_i - \varphi_j) dt + \int_0^{T_N} \cos(2\pi(2f_0 + i+j)t/T_N + \varphi_i + \varphi_j) dt \quad 9 \\ &\approx \int_0^{T_N} \frac{1}{2} \cos(2\pi(i-j)t/T_N + \varphi_i - \varphi_j) dt = \frac{1}{2} T_N \delta(i-j) \end{aligned}$$

La aproximación se basa en que para “ $f_0 T_N \gg 1$ ” la segunda integral es casi cero. Para conseguir la ortogonalidad es muy importante la separación existente entre las diferentes subportadoras. Existe una separación mínima que viene determinada por la inversa del tiempo de símbolo “ $1/T_N$ ”.

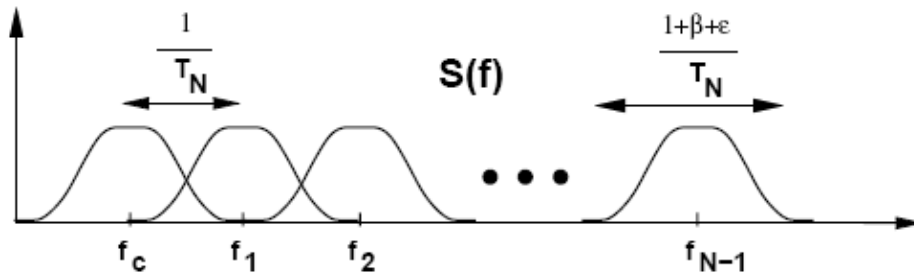


Figura 14 Multiportadora con superposición de canales[4]

Este sistema multiportadora hace mucho más eficiente el uso del espectro como se observa en la Figura 14, pero si incluimos en los análisis los efectos del canal y del ruido AWGN (Additive White Gaussian Noise) con potencia “ N_0B ”, la ortogonalidad de las portadoras se ve degradada por las variaciones temporales y frecuenciales. Estos efectos, aun cuando son relativamente bajos, pueden suponer una pérdida de la ortogonalidad de las subportadoras provocando interferencias entre los subcanales y, con ello, un aumento de la probabilidad de error del sistema.

El demodulador de un sistema multiportadora realiza funciones inversas a las del modulador tal como se muestra en la Figura 15.

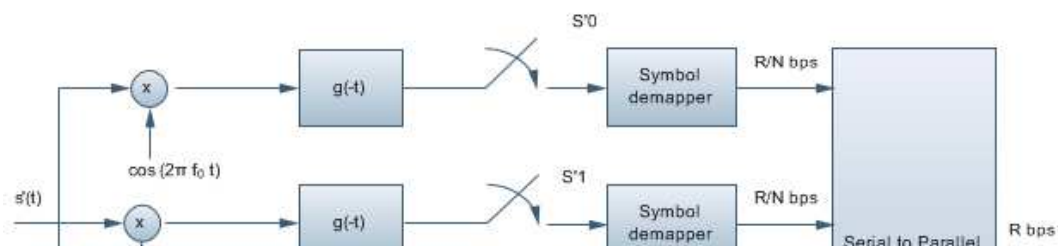


Figura 15 Demodulador Multiportadora

4.1.2 Modulación OFDM

La modulación OFDM forma parte del grupo de modulaciones multiportadora. El diagrama de bloques de un transmisor OFDM se muestra en la Figura 16.

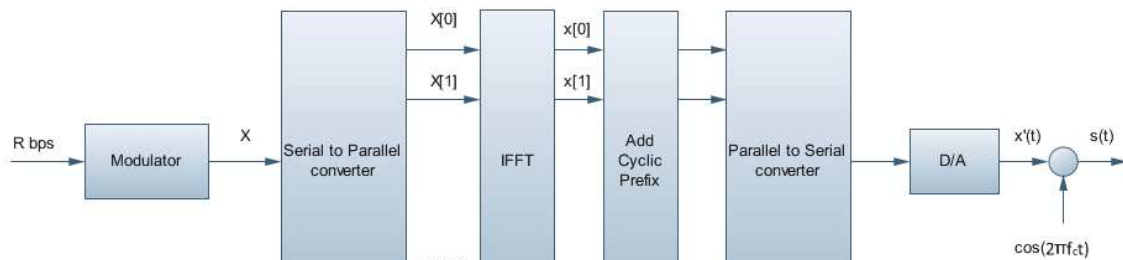


Figura 16 Modulador OFDM

La secuencia de datos introducida se modula con una modulación como QPSK, BPSK o MQAM formando así bloques de símbolos complejos “X[0],X [1]...X[N-1]”. Este bloque de símbolos pasa por un convertidor serie paralelo cuya salida son “N” bloques de símbolos en paralelo, que se corresponden con las “N” subportadoras. Cada uno de estos “N” símbolos es una de las componentes frecuenciales discretas de la señal de salida del modulador OFDM “s(t)”. Para poder generar “s(t)” cada una de estas componentes frecuenciales se convierte al dominio temporal utilizando la DFT inversa que puede ser implementada a partir del algoritmo de la IFFT. La IFFT crea símbolos OFDM consistentes en la secuencia “x[n]” de longitud “N”.

Una vez añadido el prefijo cíclico, que será explicado en el próximo apartado, para transmitir la señal por el canal es necesario convertirla en una señal analógica y añadir la portadora correspondiente con la frecuencia central del sistema de transmisión.

La señal transmitida al canal se convoluciona con la respuesta impulsional de éste y se degrada debido al ruido añadido. La señal recibida, “ $y[n] = \tilde{x}[n] * h[n]$ ”, se convierte en una señal en bandabase, filtrando las componentes frecuenciales no deseadas. El receptor elimina las “u” primeras muestras, correspondientes con el prefijo cíclico, afectadas por la ISI entre símbolos OFDM. Así, la señal obtenida es ecualizada e introducida en un convertidor paralelo serie. La señal resultante se convierte al dominio frecuencial, recuperando de esta forma la señal original una vez realizada la correspondiente demodulación.

4.1.3 Prefijo cíclico

Consideramos un sistema de transmisión que tiene como secuencia de entrada “ $x[n] = x[0], x[1], \dots, x[N-1]$ ” de longitud “N”. El canal se comporta como una respuesta de impulsos finitos (FIR) “ $h[n] = h[0], h[1], \dots, h[u]$ ” de longitud “ $u = T_m/T_s$ ” donde “ T_m ” es el *delay spread* del canal y “ T_s ” es el tiempo de muestreo asociado a la secuencia de entrada. El prefijo cíclico para la secuencia “ $x[n]$ ” estará compuesto por las últimas “u” muestras de la secuencia, colocadas al inicio de ésta (Figura 17), siendo “u” el número de *taps* del canal. El número de *taps* es el número de muestras con las que se modela el canal para un tiempo determinado. Este número de *taps* se corresponde con un número de rebotes modelado.

Así se forma una nueva secuencia “ $[n]$ ” donde “n” se encuentra entre “
” con una longitud “N”.

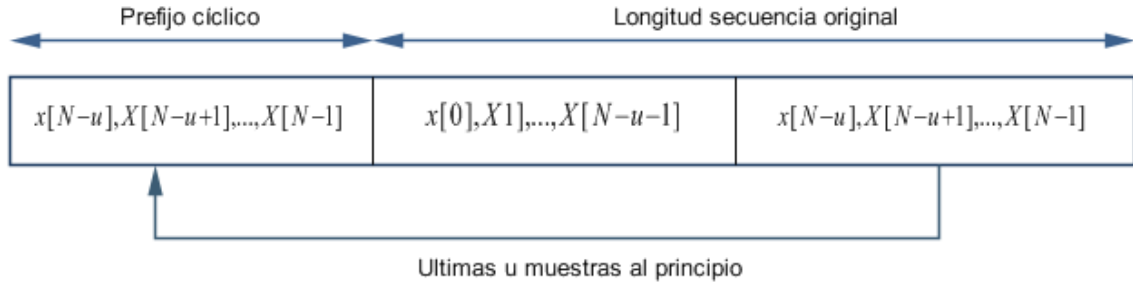


Figura 17 Secuencia con prefijo cíclico

A continuación se analiza que sucede con la secuencia de entrada al pasar por el canal FIR:

$$\begin{aligned}
 y[n] &= \tilde{x}[n] * h[n] \\
 &= \sum_{k=0}^{u-1} h[k] \tilde{x}[n-k] \\
 &= \sum_{k=0}^{u-1} h[k] \tilde{x}[n-k]_N \\
 &= x[n] \otimes h[n]
 \end{aligned}$$

11

Donde “ $h[k]$ ” es el canal y “ $\tilde{x}[n]$ ” la secuencia de entrada. Se puede comprobar como la secuencia de salida del canal se corresponde con la convolución circular de la secuencia de entrada, sin prefijo cíclico, con el canal.

La señal a la salida del canal FIR es la secuencia “ $y[n]$, $-u \leq n \leq N-1$ ”, con una longitud “ $N+u$ ”. Para recuperar la secuencia de entrada “ $x[n]$ ” no son necesarias las muestras correspondientes con la redundancia del prefijo cíclico. Si la secuencia de entrada “ $x[n]$ ” está dividida en bloques de longitud “ N ”, cada uno con su prefijo cíclico correspondiente formando “ $\tilde{x}[n]$ ”, las primeras “ u ” muestras de “ $y[n]$ ” están afectadas por la ISI introducida por las últimas “ u ” muestras de la secuencia “ $\tilde{x}[n]$ ” anterior.

El prefijo cíclico permite eliminar la ISI entre bloques de datos siempre que ésta afecte a las primeras “ u ” muestras de la salida del canal. La ISI puede ser

descartada sin pérdidas en la secuencia de información original. El uso del prefijo cíclico en tiempo discreto tiene su equivalente en tiempo continuo, este equivalente se corresponde con la introducción de un tiempo de guarda de duración “ T_m ” (*delay spread* del canal) después de cada bloque de duración “ NT_s ” para eliminar la ISI entre bloques.

En OFDM, la secuencia de entrada se divide en bloques de longitud “ N ” conocidos como símbolos OFDM. Al añadir el prefijo cíclico inducimos una convolución circular a la salida del canal. En el receptor se desestiman las muestras afectadas por la ISI entre símbolos OFDM y se utiliza la DFT para recuperar la secuencia de información original.

Una alternativa a la utilización del prefijo cíclico es la utilización de un prefijo consistente en símbolos formados por ceros. En este caso, el símbolo correspondiente OFDM se precede por una secuencia de ceros de longitud “ u ”. En el receptor se desestiman las primeras muestras recreando así el efecto del prefijo cíclico. La ventaja principal de este prefijo es que reduce la potencia de transmisión en relación con el prefijo cíclico, ya que su inclusión no induce un aumento de la potencia de transmisión. El inconveniente es que el ruido introducido se añade al principio del símbolo incrementando así la potencia del ruido. La diferencia de SNR (Signal to Noise Ratio) por el uso de un prefijo o el otro no es significativa.

4.1.4 Offset frecuencial

La modulación OFDM codifica la información en diferentes subcanales ortogonales entre ellos. Esta ortogonalidad está asegurada por la separación de las portadoras “ $\Delta f = 1/T_N$ ”, donde “ T_N ” es el tiempo de símbolo. Los canales se pueden superponer en frecuencia, como se muestra en la Figura 18, para un pulso rectangular en tiempo (una función *sinc* en el dominio frecuencial).

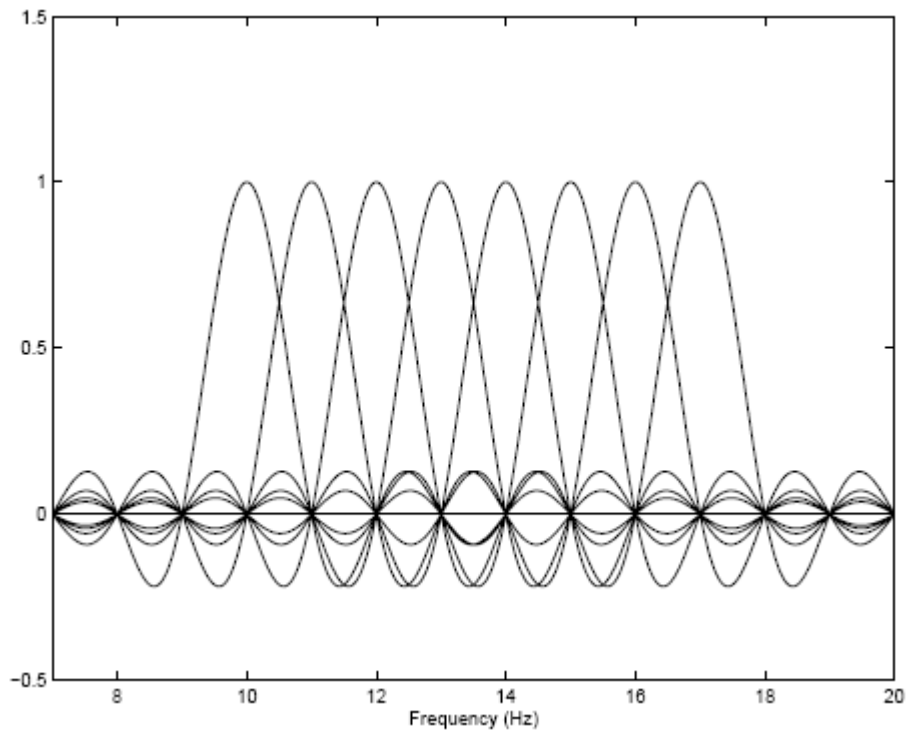


Figura 18 Subportadoras OFDM $f_0 = 10$ Hz and $\Delta f = 1$ Hz[4].

En la práctica, la separación de los subcanales no es perfecta debido al efecto Doppler, a los errores en la sincronización o a las no idealidades de los osciladores utilizados.

La señal correspondiente a una subportadora “i” puede ser representada en el dominio temporal, se utilizan pulsos rectangulares (sin tener en cuenta los datos ni la frecuencia portadora), como:

$$s_i(t) = \text{rect}(t/T) e^{j2\pi f_i t}$$

12

Una interferencia producida por un canal adyacente, es decir, la señal de otra subportadora situada en el subcanal “i+m”, puede ser descrita de la siguiente forma:

$$x_{i+m}(t) = e^{\frac{j2\pi(i+m)t}{T_N}} \quad 13$$

Si se considera que esta nueva subportadora tiene un offset en frecuencia de valor “ $\frac{\delta}{T_N}$ ” la interferencia ahora es:

$$x_{i+m}(t) = e^{\frac{j2\pi(i+m+\delta)t}{T_N}} \quad 14$$

La ICI (Inter Carrier Interference) entre los subcanales “ $x_i(t)$ ” y “ $x_{i+m}(t)$ ” es simplemente:

$$I_m = \int_0^{T_N} x_i(t) x_{i+m}(t) dt = \frac{T_N (1 - e^{-j2\pi(\delta+m)})}{j2\pi(m+\delta)} \quad 15$$

Se puede observar en la expresión anterior que si el offset de frecuencia es “cero” la ICI también es “cero”. La potencia total de la ICI en la subportadora “i” es:

$$ICI_i = \sum_{m \neq i} |I_m|^2 \approx C_0 (T_N \delta)^2 \quad 16$$

Donde “ C_0 ” es una constante. Si aumenta “ T_N ” el espacio entre subportadoras disminuye y por tanto la ICI se incrementa. El valor de la ICI se incrementa cuadráticamente al aumentar el offset frecuencial. Aunque en la ecuación 16 no aparece “N”, si el valor de “N” aumenta, generalmente también se incrementa el valor de “ T_N ”. El incremento de la ICI es una de las razones para intentar que el valor de “N” sea el menor posible.

4.2 WiMAX

Después de explicar las características más importantes de la modulación OFDM, vamos a ver una de las utilidades de esta modulación, ya que es usada en el sistema de comunicaciones WiMAX.

La tecnología WiMAX es una evolución del estándar IEEE 802.16. Después de una serie de revisiones del estándar se desarrolló un nuevo sistema conocido como WiMAX fijo, que se corresponde con el estándar IEEE 802.16-2004. Está basado en el estándar WMAN (Wireless Metropolitan Area Networking) desarrollado por el grupo IEEE 802.16 y adoptado por el grupo IEEE y el grupo ETSI HIPERMAN. En 2005 se añadió al sistema WiMAX la posibilidad de dar soporte a aplicaciones móviles, naciendo así el estándar IEEE 802.16-2005, también conocido como WiMAX móvil [3].

Las características básicas de los estándares IEEE 802.16 están resumidas en la Figura 19. Hay que mencionar que cada estándar ofrece una variedad de opciones de diseño como, por ejemplo, las múltiples opciones en la capa física, la arquitectura, la banda frecuencial...

	802.16	802.16-2004	802.16e-2005
Status	Completed December 2001	Completed June 2004	Completed December 2005
Frequency band	10GHz–66GHz	2GHz–11GHz	2GHz–11GHz for fixed; 2GHz–6GHz for mobile applications
Application	Fixed LOS	Fixed NLOS	Fixed and mobile NLOS
MAC architecture	Point-to-multipoint, mesh	Point-to-multipoint, mesh	Point-to-multipoint, mesh
Transmission scheme	Single carrier only	Single carrier, 256 OFDM or 2,048 OFDM	Single carrier, 256 OFDM or scalable OFDM with 128, 512, 1,024, or 2,048 subcarriers
Modulation	QPSK, 16 QAM, 64 QAM	QPSK, 16 QAM, 64 QAM	QPSK, 16 QAM, 64 QAM
Gross data rate	32Mbps–134.4Mbps	1Mbps–75Mbps	1Mbps–75Mbps
Multiplexing	Burst TDM/TDMA	Burst TDM/TDMA/ OFDMA	Burst TDM/TDMA/ OFDMA
Duplexing	TDD and FDD	TDD and FDD	TDD and FDD
Channel bandwidths	20MHz, 25MHz, 28MHz	1.75MHz, 3.5MHz, 7MHz, 14MHz, 1.25MHz, 5MHz, 10MHz, 15MHz, 8.75MHz	1.75MHz, 3.5MHz, 7MHz, 14MHz, 1.25MHz, 5MHz, 10MHz, 15MHz, 8.75MHz
Air-interface designation	WirelessMAN-SC	WirelessMAN-SCa WirelessMAN-OFDM WirelessMAN-OFDMA WirelessHUMAN ^a	WirelessMAN-SCa WirelessMAN-OFDM WirelessMAN-OFDMA WirelessHUMAN ^a
WiMAX implementation	None	256 - OFDM as Fixed WiMAX	Scalable OFDMA as Mobile WiMAX

a. WirelessHUMAN (wireless high-speed unlicensed MAN) is similar to OFDM-PHY (physical layer) but mandates dynamic frequency selection for license-exempt bands.

Figura 19 Características principales de WiMAX [3]

4.2.1 Capa física

La capa física de WiMAX está basada en OFDM que es el sistema de transmisión escogido para conseguir velocidades elevadas tanto en transmisión de datos como en vídeo o comunicaciones multimedia. Una de las razones para utilizar este tipo de multiplexación es la robustez que presenta en entornos donde no existe visión directa entre el emisor y el receptor.

Como se ha visto anteriormente, OFDM posee flexibilidad en opciones en cuanto al diseño de la capa física. WiMAX Forum ha definido una serie de parámetros para la utilización de OFDM en WiMAX. En la Figura 20 se muestran los parámetros escogidos tanto para la opción de WiMAX fijo como para la móvil.

Parameter	Fixed WiMAX OFDM-PHY	Mobile WiMAX Scalable OFDMA-PHY ^a			
FFT size	256	128	512	1,024	2,048
Number of used data subcarriers ^b	192	72	360	720	1,440
Number of pilot subcarriers	8	12	60	120	240
Number of null/guardband subcarriers	56	44	92	184	368
Cyclic prefix or guard time (T _g /T _b)	1/32, 1/16, 1/8, 1/4				
Oversampling rate (F _s /B _W)	Depends on bandwidth: 7/6 for 256 OFDM, 8/7 for multiples of 1.75MHz, and 28/25 for multiples of 1.25MHz, 1.5MHz, 2MHz, or 2.75MHz.				
Channel bandwidth (MHz)	3.5	1.25	5	10	20
Subcarrier frequency spacing (kHz)	15.625	10.94			
Useful symbol time (μs)	64	91.4			
Guard time assuming 12.5% (μs)	8	11.4			
OFDM symbol duration (μs)	72	102.9			
Number of OFDM symbols in 5 ms frame	69	48.0			

a. Boldfaced values correspond to those of the initial mobile WiMAX system profiles.

b. The mobile WiMAX subcarrier distribution listed is for downlink PUSC (partial usage of subcarrier).

Figura 20 Parámetros de OFDM en WiMAX[3]

4.3 Análisis de sistemas de comunicaciones para UAVs basados en OFDM

Antes de explicar el sistema propuesto, basado en un sistema de comunicaciones WiMAX con UAVs utilizando la modulación OFDM, vamos a analizar los resultados obtenidos en un análisis realizado sobre la modulación OFDM aplicada en un entorno con UAVs.

En los últimos años se han llevado a cabo grandes inversiones en el desarrollo de UAV. Una nueva generación de UAV ha emergido creando un abanico de posibilidades en el campo de las operaciones aéreas civiles. Uno de los principales problemas de los sistemas basados en UAV es la alta variabilidad del canal de comunicaciones, tanto para los enlaces entre UAVs como para los enlaces entre el UAV y la estación base. Una de las tecnologías llamadas a solucionar este problema es la modulación OFDM.

Los canales de comunicaciones inalámbricas entre UAV son muy diferentes a los canales tradicionales de sistemas *wireless*, donde la estación base está fija y el móvil se mueve a una velocidad inferior a 130 km/h. En los canales con UAV los dos extremos del sistema de comunicación están volando a altas velocidades, llegando a velocidades relativas entre emisor y receptor de 800 km/h.

La alta tasa de variación del entorno implica que el tiempo de coherencia del canal disminuye al mismo tiempo que aumenta el desplazamiento Doppler de las componentes multicamino. Esto produce una pérdida de la ortogonalidad de las subportadoras en OFDM aumentando la interferencia interportadora.

En las comunicaciones entre UAV utilizando la tecnología OFDM, uno de los factores fundamentales para el correcto funcionamiento de la comunicación es el efecto Doppler. Uno de los principales inconvenientes de la modulación OFDM es la susceptibilidad que tiene a las pequeñas variaciones en la frecuencia de la señal. Cuando el desplazamiento Doppler es largo la ortogonalidad de las portadoras se pierde.

Donde “ δf_n ” es la variación de frecuencia Doppler para la subportadora n -ésima, “ Δf ” es la frecuencia de la subportadora, “ t ” es el tiempo y “ ϕ ” es la fase de la subportadora.

Como resultado directo de esta pérdida de ortogonalidad, la interferencia interportadora aumenta y la BER (Bit Error Rate) se degrada. Aun con estas desventajas, producidas por el desplazamiento Doppler y por la interferencia interportadora, la aplicación de OFDM en comunicaciones entre UAV es una buena elección debido a que el efecto Doppler puede ser estimado y corregido, por tanto, se puede mantener la ortogonalidad de las portadoras anulando así la ICI.

4.4 Sistema propuesto

En este punto ya se conocen los principales parámetros que se consideran necesarios para entender el porqué de las decisiones tomadas a la hora de crear el sistema propuesto, ya se conoce en que consiste la iniciativa ATLANTIDA y los objetivos que pretende conseguir. También se conoce el funcionamiento de la modulación OFDM así como el de la tecnología WiMAX. Además, han sido comentados los factores más importantes en el modelado del canal de comunicaciones móviles y se ha descrito un modelo de canal aeronáutico.

La propuesta que se presenta en esta memoria utilizará un sistema de comunicaciones comercial como es el sistema WiMAX, el cual se encuentra en plena expansión en estos momentos, lo que desemboca en una disminución de los precios que permite crear un sistema con un precio razonable para poder ser utilizado sin la necesidad de un gran esfuerzo económico.

Dentro del sistema WiMAX existe libertad en la elección de la modulación, de esta forma se escoge una modulación OFDM que como ha sido comentado, responde bastante bien en entornos multicamino como el canal aeronáutico.

Para seguir dentro de las líneas marcadas por la iniciativa ATLANTIDA se aplicará este sistema de comunicaciones a un entorno con UAVs. De esta forma generamos una aplicación con UAVs dentro de un sistema WiMAX con un radio de cobertura de 40 km. En esta memoria se presenta un sistema de comunicaciones que puede ser aplicado, por ejemplo, para el control de zonas forestales, como se muestra en la Figura 21.

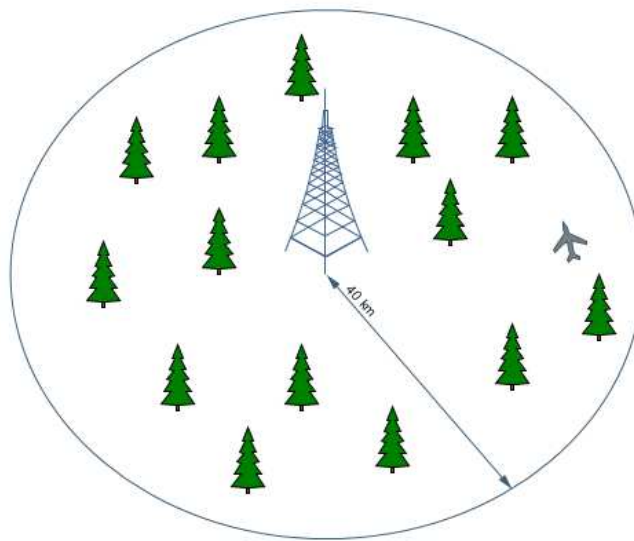


Figura 21 Aplicación con UAV para el control forestal

De esta forma se puede realizar el control de una zona de difícil acceso con la utilización de UAVs.

Después de haber analizado ampliamente los factores más importantes en el modelado del canal de comunicaciones, podemos observar que el canal propuesto en el apartado 3.4 se corresponde con un sistema de comunicaciones que abarcaría todas las comunicaciones necesarias para un avión durante un vuelo comercial. Como ha sido determinado en el proyecto ATLANTIDA, el enfoque del proyecto se realizará desde un enfoque *bottom-up*, es decir, desde un nivel básico de estudio y con un incremento paulatino de la complejidad de éste. Por ello, es necesaria una

simplificación del canal propuesto para así poder obtener una solución viable partiendo desde la base.

Teniendo en cuenta las razones anteriormente expuestas, el sistema propuesto trata de encontrar un sistema de comunicaciones relativamente barato que pueda soportar la variabilidad del canal, el efecto Doppler y el efecto de la propagación multicamino.

El modelado del canal tiene que adaptarse tanto a las nuevas velocidades como a los diferentes factores que ahora se tienen en cuenta. El modelo del canal propuesto será una mezcla entre los modelos *en-route* y *arrival and takeoff* explicados anteriormente. Las velocidades de los móviles serán adaptadas al nuevo canal de forma que ahora el UAV tendrá una velocidad media de 10 m/s.

Dentro del incremento paulatino de la complejidad del modelado del canal, primero se evaluará la respuesta de un sistema WiMAX que utilice la modulación OFDM en un canal con ruido AWGN. Más tarde se añadirá a éste modelo de canal el efecto Doppler y la propagación multicamino.

Como ha sido comentado anteriormente, la modulación OFDM se ve afectada por las variaciones de la frecuencia producidas por el efecto Doppler. La siguiente mejora del modelado del canal intentará apartar soluciones a la disminución de la probabilidad de error que produce la pérdida de la ortogonalidad de las portadoras debido al efecto Doppler. Esta mejora consiste en una modificación del número de portadoras. Esta modificación disminuirá el número de portadoras a la mitad, es decir, se utilizarán 128 portadoras. Será realizada de dos formas distintas: la primera añadiendo ceros entre portadoras y la segunda doblando el ancho de banda de cada subportadora.

El último incremento de la complejidad del modelado del canal se corresponde con la introducción de la modulación adaptativa. La modulación

adaptativa se corresponde con la elección, por parte del sistema, de la modulación a utilizar. En esta aplicación la elección será entre BPSK, QPSK o 16 QAM, en función del estado del canal. De esta forma se variará la modulación, si es necesario, en cada periodo de estimación del canal.

La modulación adaptativa puede ser combinada con la modificación del número de portadoras, para así obtener los beneficios en cuanto a probabilidad de error que introduce la modificación de las portadoras, además de los beneficios en la velocidad de envío de información que introduce la modulación adaptativa.

Finalmente todas estas modificaciones del modelo del canal serán realizadas en dos versiones distintas. La primera se utilizará en condiciones normales, donde el UAV siempre tendrá visión directa con la estación base WiMAX. En este caso, se utilizará una distribución Rice con un factor de Rice de 15 dB. La segunda versión se evaluará en condiciones extremas para ver el comportamiento del sistema. En este modelo se utilizará una distribución Rayleigh.

4.5 Coste del sistema

Una vez expuesto el sistema propuesto en este proyecto, en este apartado se pretende aportar una idea del coste que puede tener un sistema de comunicaciones que utilice la tecnología WiMAX.

Hay que tener en cuenta que los costes mostrados en la Figura 22 fueron establecidos el año pasado (2007) y, por tanto, se entiende que con el aumento de la demanda de sistemas WiMAX en la actualidad, los precios serán menores.

Descripción	Precio
Equipamiento de la estación base	6.845 €
Equipamiento del terminal	492 €
Total	7.337€

Figura 22 Precios de un sistema de comunicaciones WiMAX

Como se puede observar en la Figura 22 el coste total de un sistema de comunicaciones WiMAX es un precio razonable que puede ser asumido en una aplicación para el control de regiones con UAVs.

5 DESCRIPCIÓN DEL SIMULADOR

Después de realizar el modelo del canal que se adecua al sistema propuesto, para poder comprobar el correcto funcionamiento de este canal, se realizará un simulador en un entorno de programación MATLAB. Se ha escogido MATLAB como entorno de programación por las facilidades que aporta este entorno en el cálculo matemático. Además, este entorno es comúnmente utilizado en la investigación del sector de las telecomunicaciones.

Durante el siguiente apartado se expondrán los diferentes detalles relacionados con la realización del simulador, explicando éste, bloque por bloque, y justificando las diferentes decisiones tomadas en cuanto al proceso de simulación.

5.1 Descripción de los bloques

Una vez recopilada toda la información necesaria para realizar el proyecto se debe pasar a la programación del simulador. En la programación del simulador se deberán tener en cuenta todos los factores comentados anteriormente que pueden afectar a los resultados de ésta, como, por ejemplo, la elección de la modulación, el efecto Doppler, el ruido gaussiano...

Como ha sido comentado anteriormente, en este proyecto se realiza un enfoque “bottom up”, es decir, se empezará con programas sencillos y a partir de estos programas se irán añadiendo nuevos factores para obtener unos resultados más precisos. A partir de esta idea, se han realizado diferentes variaciones del programa, llevando a cabo varios modelos del canal con diferentes complejidades. En estas variaciones del programa sólo es necesario variar el módulo del canal y el de la probabilidad de error, ya que los módulos de modulación y demodulación son comunes para todas las variaciones del programa.

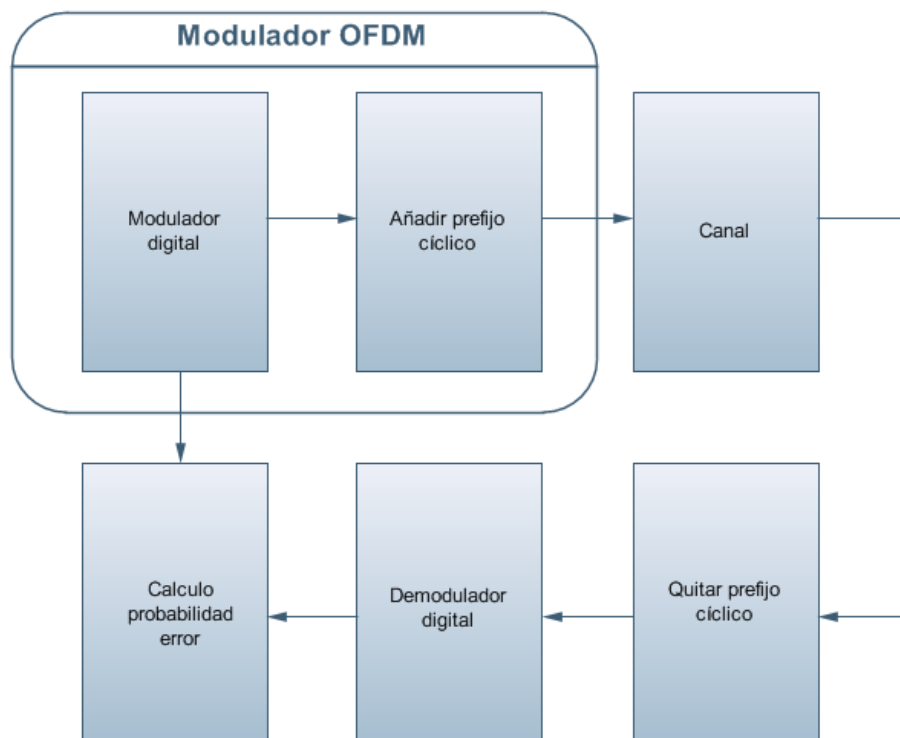


Figura 23 Diagrama de bloques del simulador

A continuación se explicarán los diferentes bloques del simulador que aparecen en la Figura 23 en cuatro apartados distintos: por una parte se explicará el modulador y demodulador digital, por otra parte el prefijo cíclico, otro apartado se corresponderá con el canal y en el último apartado se explicará el bloque del cálculo de la probabilidad de error.

5.1.1 Modulador y demodulador digital

Este bloque del simulador cumple la función de un modulador digital. En él se generarán las diferentes portadoras, siendo el número de éstas variable dependiendo de la simulación deseada. A cada portadora se le añadirá un mensaje binario aleatorio, que será modulado con una de las tres modulaciones digitales

disponibles, ya sea la modulación binaria en fase BPSK, la modulación de fase en cuadratura QPSK o la modulación en fase y amplitud 16 QAM.

La elección de la modulación determinará la velocidad a la que se envía la información, debido a que el tiempo de símbolo está fijado y es el mismo para las tres modulaciones, pero la cantidad de bits enviados por cada modulación en un tiempo de símbolo es diferente. En cuanto a la probabilidad de error, las modulaciones que utilizan menos bits son más robustas a las variaciones producidas por el canal en la señal electromagnética, esto produce la necesidad de llegar a un compromiso entre la velocidad de transmisión y la necesidad de tener una probabilidad de error baja.

5.1.2 Prefijo cíclico

En la entrada de este bloque del programa tendremos la salida del modulador digital, esto significa que tendremos una serie de portadoras moduladas con la modulación correspondiente en el dominio frecuencial. A estas portadoras se les debe añadir el prefijo cíclico para poder eliminar la ISI. Para añadir el prefijo cíclico será necesario convertir la señal al dominio temporal.

Una vez en el dominio temporal se añadirán las últimas “u” muestras de la señal al principio de cada símbolo como se muestra en la Figura 24, siendo “u” el número de *taps* del canal.

Si se unen las funciones de los bloques del modulador digital y del prefijo cíclico se crea una modulación OFDM que es la modulación designada en la propuesta de sistema de comunicaciones que este proyecto presenta.

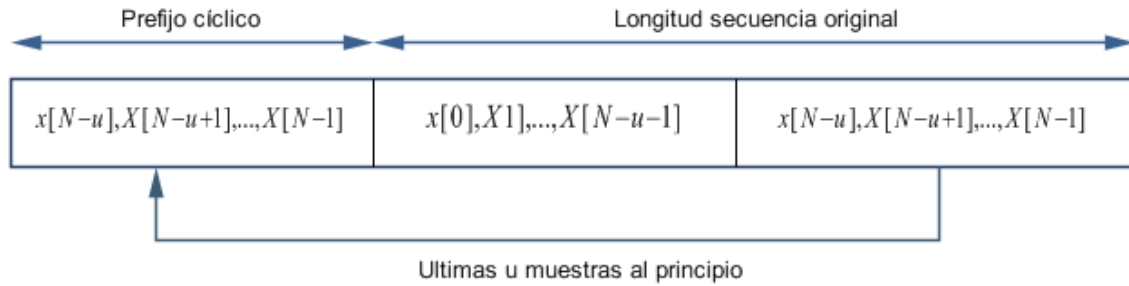


Figura 24 Secuencia con prefijo cíclico

5.1.3 Canal

En la elección del canal se deberán tener en cuenta diferentes parámetros del modelado del canal móvil. Uno de los factores a tener en cuenta es la propagación atmosférica, y dentro de ésta se deben tener en cuenta los fenómenos de la reflexión, la difracción y la dispersión. El primero ocurre cuando las ondas electromagnéticas inciden en obstáculos de dimensiones mayores que su longitud de onda; la difracción ocurre cuando no existe visión directa entre emisor y receptor, por lo que las ondas deben rodear los obstáculos para llegar al destino. Por último, la dispersión ocurre cuando las ondas electromagnéticas inciden en obstáculos de menor tamaño que la longitud de onda.

Todos estos efectos y otros, como el efecto Doppler o la propagación multicamino, han sido tomados en cuenta a la hora de realizar el modelado del canal.

Con el objetivo de realizar un análisis exhaustivo del problema, se desarrollarán, primero, modelos simples del canal para evaluar el comportamiento de la señal OFDM en este tipo de modelos; mejorando, después, estos citados modelos para obtener resultados más cercanos a la realidad. Las variaciones del modelo del canal se realizarán tanto para el modelado del canal Rice como para el modelado del canal Rayleigh.

El modelado de canal Rice se utilizará siempre que exista visión directa entre el emisor y el receptor. El modelado de canal Rayleigh se utilizará en situaciones extremas donde la línea de visión entre el emisor y el receptor esté bloqueada.

Entre los diferentes modelos de canal a utilizar se empezará por el más básico, un modelo de canal donde no existe el efecto Doppler y donde el ecualizado del canal se realice conociendo perfectamente la variación del canal. En este modelo, el principal factor que incrementa la probabilidad de error es el ruido AWGN. A partir de este modelo se crearán otros, añadiendo nuevos factores como el efecto Doppler o la variación del número de portadoras. Más tarde se añadirá complejidad al modelo del canal en el siguiente orden:

- Canal variante en el tiempo: Se contemplará el efecto Doppler y el efecto de la propagación multicamino.
- Modificación de las portadoras: Se variará el número de portadoras para compensar la disminución en la BER que produce el efecto Doppler. La variación se realizará de dos formas: intercalando ceros entre portadoras y doblando el ancho de banda de cada portadora.
- Modulación adaptativa: Con esta variación se pretende compensar la pérdida de velocidad de información que produce la modificación del número de portadoras.

5.1.4 Cálculo de la probabilidad de error

En este bloque del programa se comparan los bits recibidos con los teóricamente enviados para calcular la probabilidad de error de bit, tal como se muestra en la ecuación 18.

$$BER = \frac{\# \text{ de bits erróneos}}{\# \text{ de bits enviados}}$$

18

En los modelos de canal más sencillos, este bloque también calculará la probabilidad de error teórica para cada tipo de modulación. Para calcular la probabilidad de error teórica, el programa sigue unas funciones que le han sido introducidas. Para calcular estas funciones se parte desde la probabilidad de error típica en función de la SNR instantánea y se adaptan las ecuaciones al sistema propuesto. De esta forma se consiguen las ecuaciones 19, 20 y 21.

$$BER_{BPSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{EH^2[0]}{\sigma_n^2 N}} \right) \quad 19$$

$$BER_{QPSK} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{EH^2[0]}{2\sigma_n^2 N}} \right) \quad 20$$

$$BER_{16QAM} = \frac{3}{8} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{EH^2[0]}{10\sigma_n^2 N}} \right) \quad 21$$

Donde “erfc” es la función de error, “E” la energía de la señal, “ σ_n^2 ” la potencia del ruido, “N” el número de muestras de un símbolo OFDM y “ $H^2[0]$ ” el valor del módulo del canal en la primera muestra. Se utiliza el valor del módulo de la primera muestra porque en la estimación del canal se supone que la variación del módulo del canal durante un tiempo de símbolo es mínima.

6 RESULTADOS

Una vez detallada la propuesta de sistema de comunicaciones presentada en el proyecto, creado el modelo de canal correspondiente con esta portadora y programado el simulador con el modelo de canal correspondiente, el siguiente paso es analizar los resultados obtenidos con el simulador para evaluar la calidad del sistema propuesto.

Durante la evolución del proyecto, con el objetivo de realizar un correcto análisis de la probabilidad de error resultante al aplicar la tecnología OFDM en un canal aeronáutico con aviones no tripulados, se hicieron diferentes pruebas con modelos diferentes de canal. De esta forma, se empezó con un modelo del canal sencillo y progresivamente se fue incrementando la complejidad del modelo de canal, como se ha visto en apartados anteriores.

6.1 Canal con ruido AWGN

Este es el modelo de canal más sencillo, en el cual no se tiene en cuenta el efecto Doppler y la estimación del canal precedente a la ecualización es perfecta. De esta forma el principal factor de influencia en la probabilidad de error de bit del sistema es el ruido AWGN.

Este modelo de canal se evaluará como ya ha sido comentado tanto para el caso de una distribución de Rayleigh como para la distribución de Rice. En este tipo de modelos, la probabilidad de error resultante de la simulación es comparada con la probabilidad de error teórica.

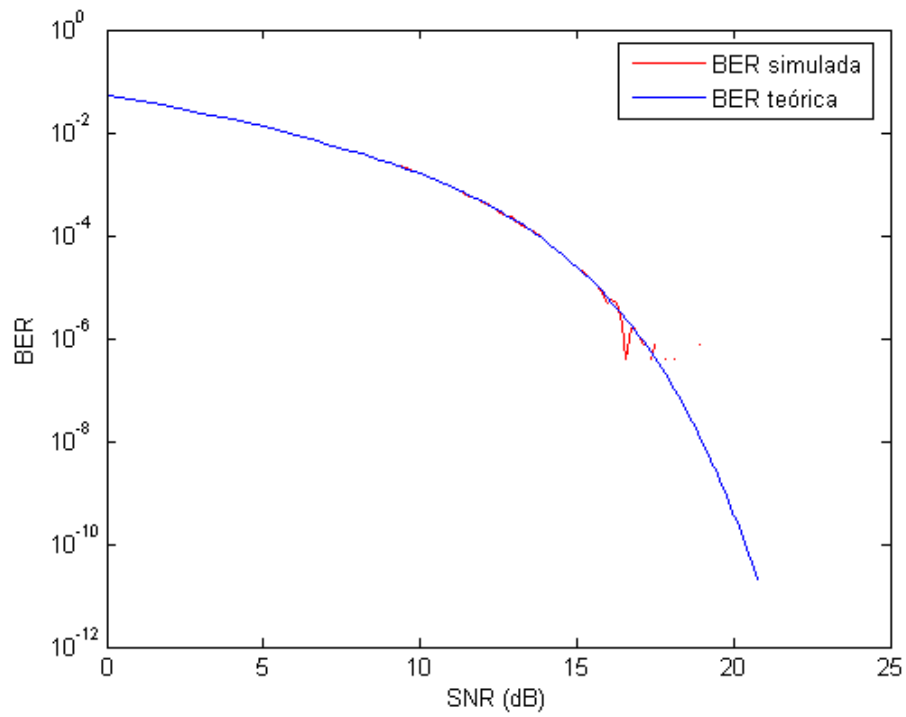


Figura 25 BER de una señal BPSK en un canal Rice

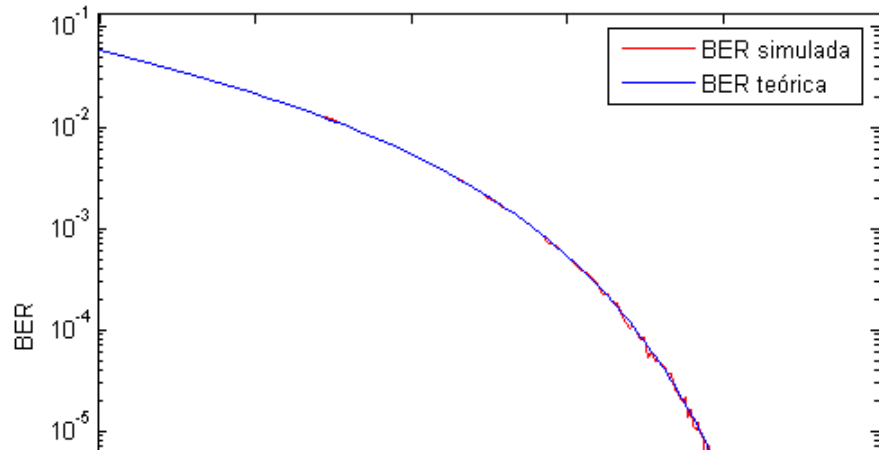


Figura 26 BER de una señal BPSK en un canal Rayleigh

En la Figura 25 se muestra la gráfica de la probabilidad de error de bit en función de la SNR de una señal modulada en BPSK en un canal con ruido AWGN que utiliza la distribución de Rice. La Figura 26 muestra la misma gráfica pero para un canal con una distribución de Rayleigh.

En las dos gráficas la probabilidad de error simulada se corresponde con la probabilidad de error teórica, de esta forma queda demostrado que el modelo de canal creado se ajusta con las teorías existentes para la modulación escogida, en este caso la modulación BPSK.

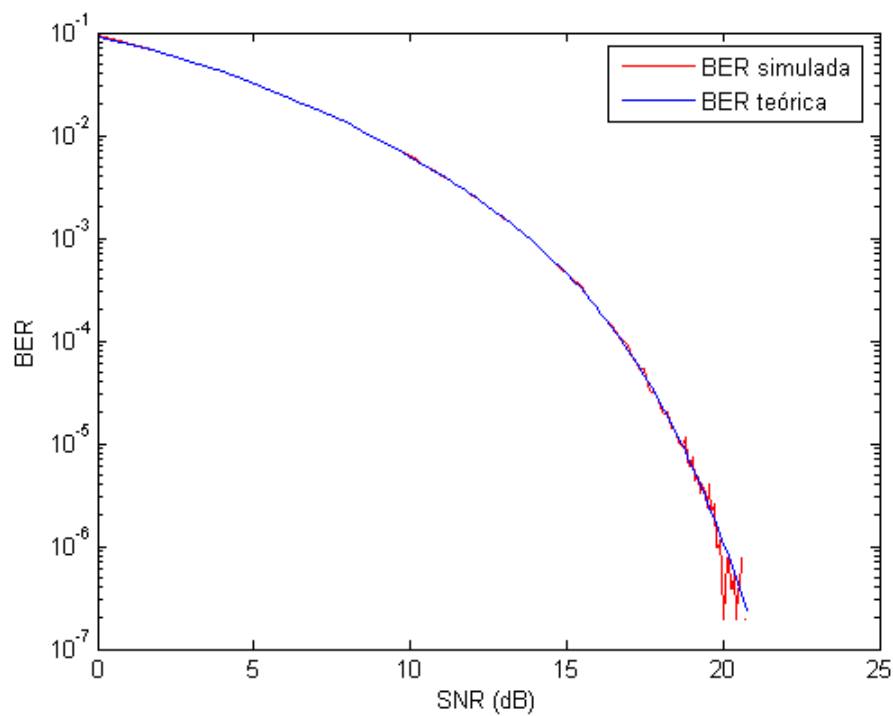


Figura 27 BER de una señal QPSK en un canal Rice

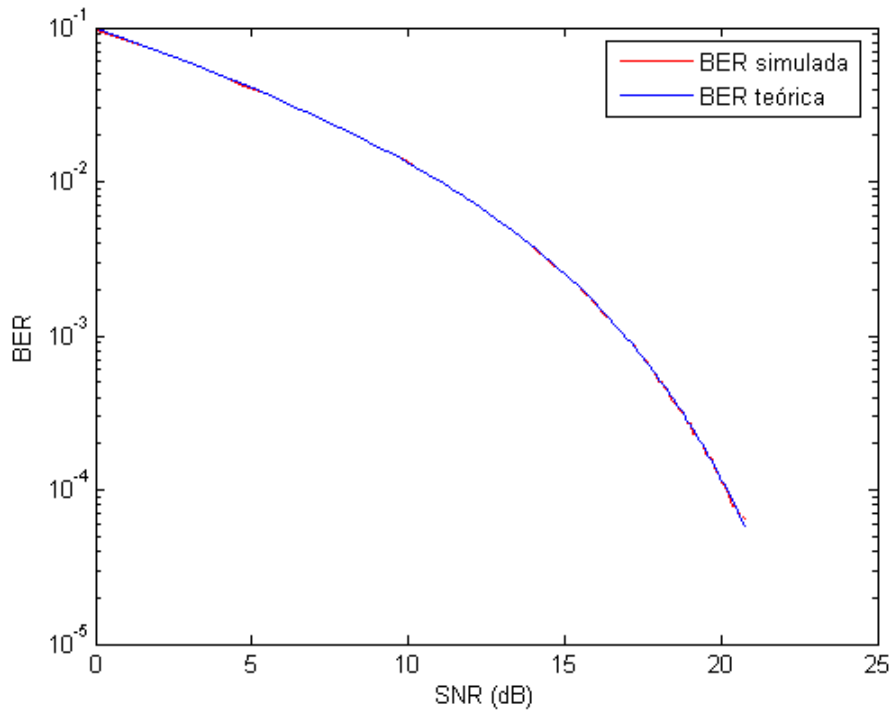


Figura 28 BER de una señal QPSK en un canal Rayleigh

En la Figura 27 y en la Figura 28 se muestra respectivamente la BER en función de la SNR para un canal con ruido AWGN que utiliza la distribución de Rice y la distribución de Rayleigh.

Se puede observar que la probabilidad de error de bit disminuye al utilizar la modulación QPSK en lugar de la BPSK. Como ha sido comentado anteriormente, la probabilidad de error de bit es función del tipo de modulación utilizada, así, las modulaciones que utilizan más bits en un símbolo tienen mayor probabilidad de error. De esta forma hay que llegar a un compromiso entre la probabilidad de error que se espera y la velocidad de información deseada, que es función del número de bits utilizados por la modulación en un tiempo de símbolo.

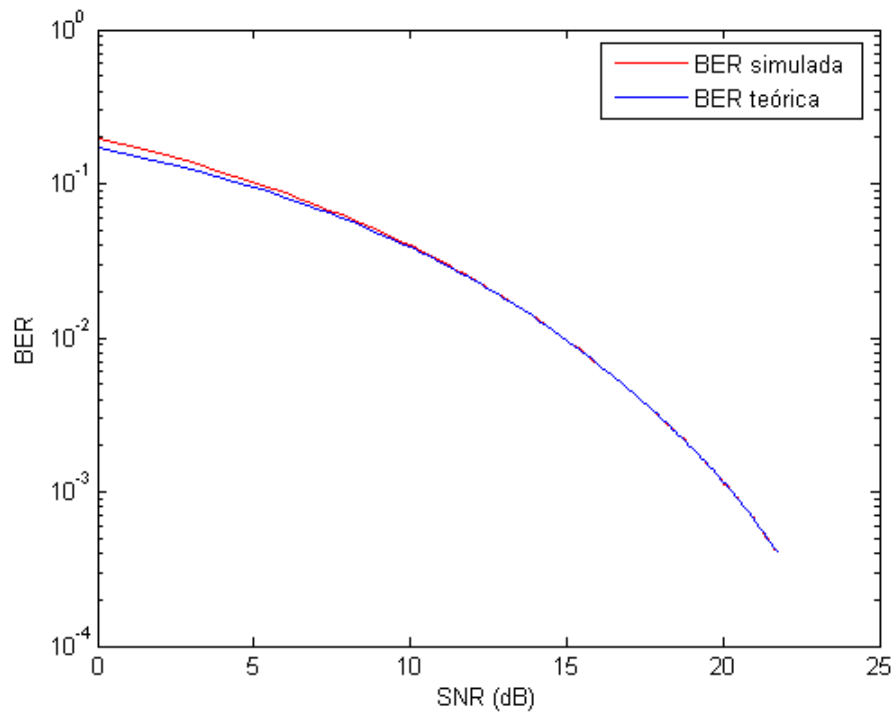


Figura 29 BER de una señal 16 QAM en un canal Rice

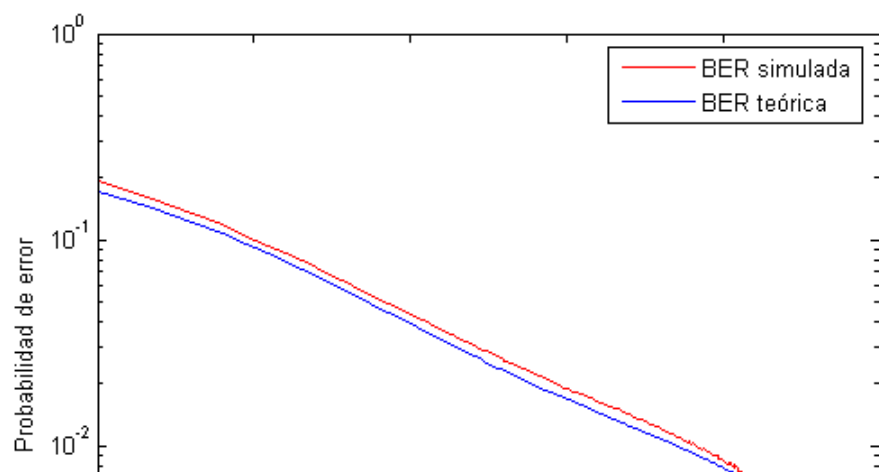


Figura 30 BER de una señal 16QAM en un canal Rayleigh

Una vez observadas las gráficas con la probabilidad de error de bit en función de la SNR para la modulación 16 QAM con los dos modelos de canal disponibles, Rice (Figura 29) y Rayleigh (Figura 30), se puede comprobar como la BER obtenida es aproximadamente igual a la BER teórica para un canal con ruido AWGN.

Otro punto que se puede apreciar es que los canales con visión directa entre emisor y receptor, es decir, los canales Rice, tienen una probabilidad de error más baja que los canales Rayleigh, esta consecuencia es lógica debido a que un canal con visibilidad directa entre emisor y receptor suele alterar menos la señal electromagnética que un canal sin visibilidad donde la señal viaja difractada en las componentes multicamino.

6.2 Canal variante en el tiempo

Para poder interpretar los resultados debemos conocer hasta que punto el modelo de canal utilizado se ajusta a la realidad. En el modelo anterior, sólo se ha tenido en cuenta la degradación de la BER producida por el ruido AWGN. Por tanto, se debe añadir complejidad al modelado del canal para obtener así un canal con más exactitud.

En el siguiente modelo de canal a utilizar se añadirán los efectos producidos por la propagación multicamino, así como por el efecto Doppler. Es en este apartado cuando la velocidad del móvil se convierte en un factor influyente en la probabilidad de error. Se utilizarán 256 portadoras OFDM moduladas con una de las tres modulaciones mencionadas (BPSK, QPSK, 16 QAM) y la velocidad del móvil será de 10 m/s, aproximadamente 36 km/h.

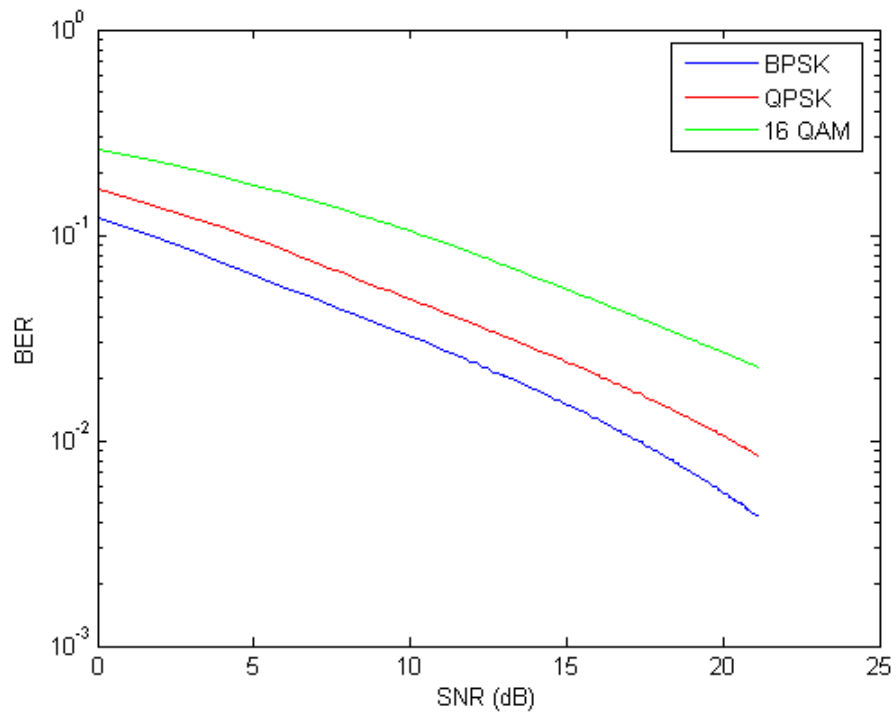


Figura 31 Probabilidad de error en un canal Rice

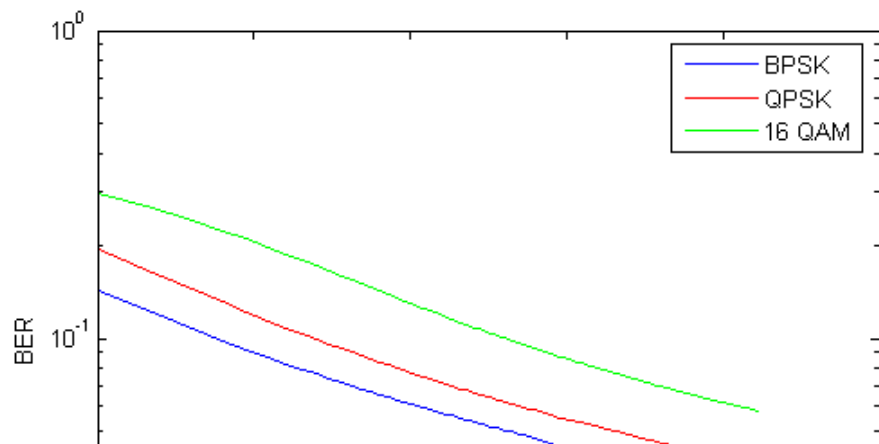


Figura 32 Probabilidad de error en un canal Rayleigh

Analizando los resultados de la Figura 31 y de la Figura 32 se puede reconocer un drástico incremento del valor de la probabilidad de error comparado con el modelo del canal con ruido AWGN. Para justificar este incremento en este nuevo modelo del canal, se deben tener en cuenta los diferentes factores que influyen en la probabilidad de error resultante, como el efecto Doppler o la variación del canal en el tiempo de símbolo.

El efecto Doppler provoca una desviación de las frecuencias de las subportadoras, provocando una pérdida de la ortogonalidad entre ellas y, consecuentemente, un aumento de la BER. Por otro lado, en este modelo del canal, el canal es variante dentro del tiempo de símbolo en contraposición con lo ocurrido en el modelo de canal con ruido AWGN. Esta variación temporal provoca errores en la estimación del canal y, lógicamente, también provoca errores en la recepción, ya que el efecto del canal no puede ser correctamente rectificado durante la ecualización.

Los resultados obtenidos se corresponden con la teoría, esta afirmación puede ser corroborada con el hecho de que la probabilidad del canal Rice está por debajo de la probabilidad del canal Rayleigh para una modulación determinada. En cuanto a las modulaciones, se aprecia como al aumentar el número de bits de la modulación la BER se degrada.

6.3 Modificación de portadoras

Siguiendo con el incremento paulatino de la complejidad del modelo del canal, se crea un nuevo modelo con el objetivo de corregir el incremento de la probabilidad de error producido por el efecto Doppler. La solución aportada es modificar el número de portadoras utilizadas.

En los siguientes modelos el número de portadoras se verá reducido a 128. Esta reducción puede ser hecha de dos maneras. La primera, y quizás la más intuitiva, es anulando las portadoras no deseadas enviando ceros por ellas. La segunda forma es reduciendo las portadoras a la mitad, doblando el ancho de banda de cada portadora.

6.3.1 Modificación de las portadoras con ceros intercalados

En el caso de disminuir el número de portadoras anulando las portadoras no deseadas, se puede conseguir una disminución de las interferencias entre portadoras si se intercalan las portadoras con información con las portadoras nulas, ya que se consigue aumentar la separación entre portadoras y, por tanto, la probabilidad de que unas portadoras interfieran con otras.

Para llevarlo a cabo se realizarán simulaciones en el mismo canal utilizado anteriormente, denominado como canal variante. En este caso, se utilizarán 256 portadoras, pero sólo la mitad de éstas, es decir, sólo 128 portadoras contendrán información útil, el resto de portadoras serán nulas. Las portadoras con información útil serán las portadoras pares mientras que las portadoras impares serán nulas. De esta forma, se consigue que entre dos portadoras con información siempre exista, al menos, una portadora nula.

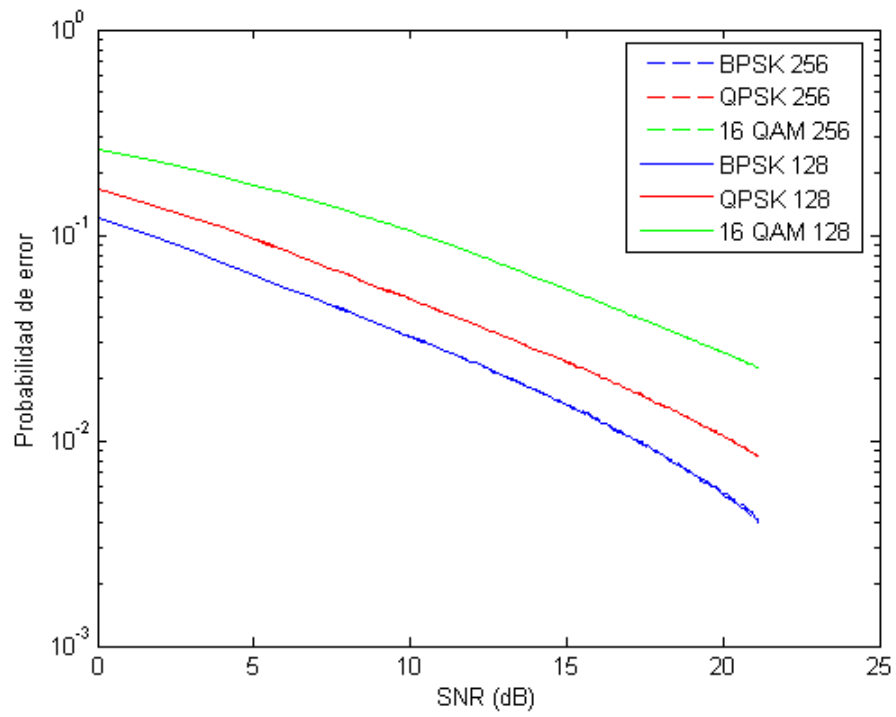


Figura 33 BER de una señal con 128 portadoras en un canal Rice

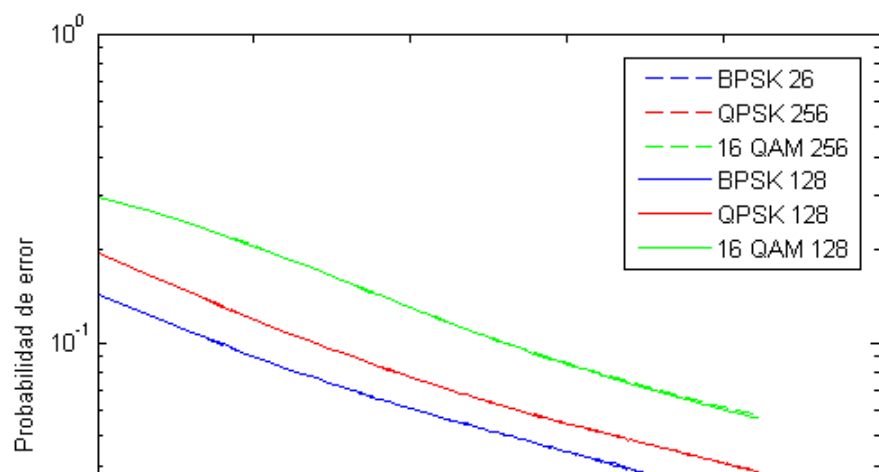


Figura 34 BER de una señal con 128 portadoras en un canal Rayleigh

Gracias a esta modificación de las portadoras conseguimos reducir ligeramente la probabilidad de error, pero esta reducción es mínima como se muestra en la Figura 33 y en la Figura 34 donde se comparan los resultados obtenidos al utilizar 256 portadoras con los obtenidos al utilizar 128. Las dos probabilidades de error son similares, la reducción de las portadoras mejora la probabilidad de error en algunas centésimas.

Toda mejora en un sistema siempre tiene una consecuencia. En este caso, la consecuencia de mejorar la probabilidad de error es la pérdida de velocidad de información, ya que sólo podemos enviar la mitad de información al no utilizar todas las portadoras.

Por otra parte, este sistema puede ser fácilmente implementado y no necesita grandes variaciones en el diseño del transmisor y del receptor, además, se consigue un ahorro de energía puesto que la mitad de las portadoras no consumen potencia.

Con los resultados obtenidos se observa que este sistema introduce una pérdida de la velocidad de envío de la información para una disminución de la probabilidad de error escasa, por lo que en la mayoría de los casos esta disminución de la BER no compensa la pérdida de la velocidad de envío de la información.

6.3.2 Modificación de portadoras doblando el ancho de banda de cada portadora

Hemos visto como la mejora de la probabilidad de error introducida por el modelo de canal anterior no es suficiente. En este apartado se evaluará qué sucede al modificar las portadoras doblando el ancho de banda de cada portadora.

En este caso, el sistema reducirá el número de portadoras a la mitad, es decir, 128 portadoras que utilizarán el doble de ancho de banda que en el sistema inicial. Se debe tener en cuenta que para doblar el ancho de banda de cada portadora el tiempo de símbolo OFDM debe ser reducido a la mitad. En esta variante, cada subportadora mantiene la misma separación con las diferentes portadoras que en sistema principal pero consigue doblar su ancho de banda.

De esta forma, aun cuando sólo se utilicen la mitad de portadoras, se puede conseguir enviar la misma información puesto que el ancho de banda total del sistema continua siendo el mismo que en el caso inicial. Sin embargo, las simulaciones han sido realizadas enviando la mitad de información.

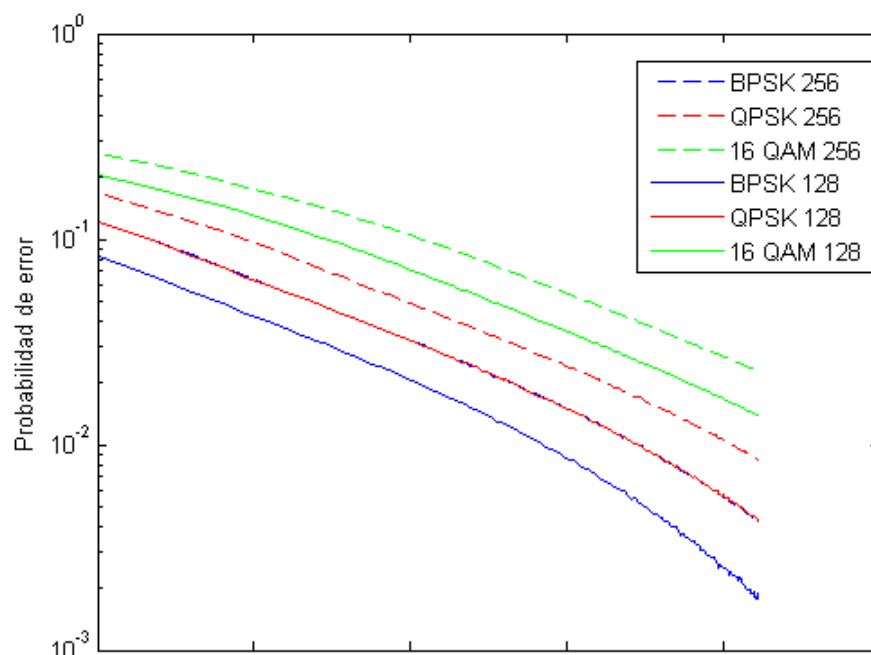


Figura 35 BER de una señal con 128 portadoras en un canal Rice

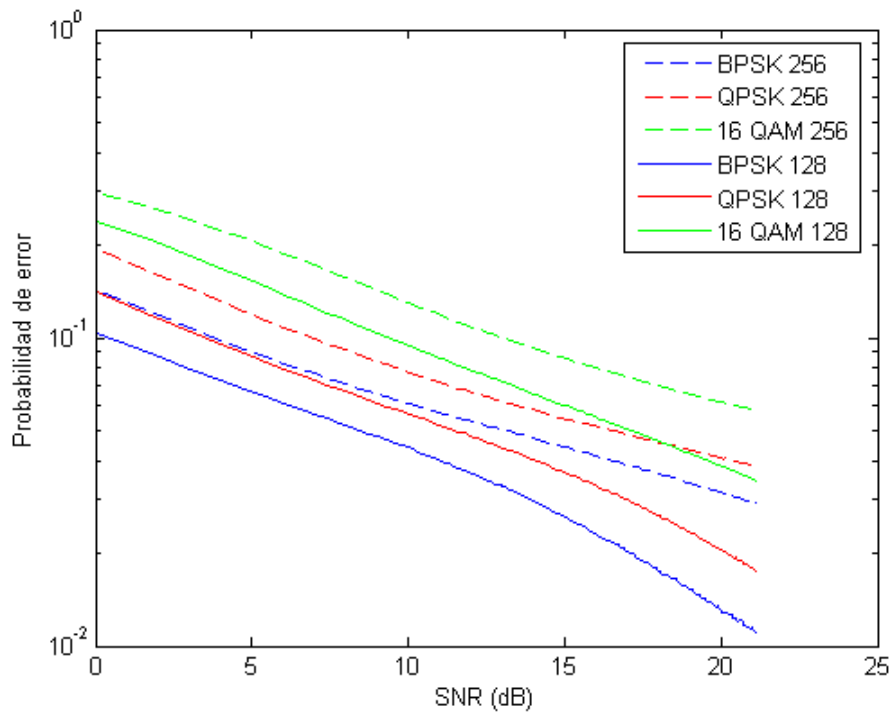


Figura 36 BER de una señal con 128 portadoras en un canal Rayleigh

Este nuevo sistema de modificar las portadoras, reduciéndolas a la mitad pero incrementando a cada portadora su ancho de banda, consigue disminuir la probabilidad de error de bit del sistema. Este hecho puede ser observado comparando las gráficas de la Figura 35 y la Figura 36.

Esta mejora de la probabilidad de error es debida principalmente a dos factores. El primer factor es que cada portadora utiliza el doble de ancho de banda para transmitir la señal que en el sistema inicial. El segundo factor, se refiere a la energía de cada portadora. Al disminuir el número de portadoras, si se mantiene la energía del sistema, la energía de cada portadora se multiplica en un factor 2.

Con este sistema se consigue disminuir la probabilidad de error sin necesidad de disminuir la velocidad de información.

6.3.3 Modulación Adaptativa con 256 portadoras

La última modificación del modelo del canal se corresponde con la modulación adaptativa. Con esta mejora del modelo podemos aprovechar al máximo las virtudes de las tres modulaciones digitales empleadas. Según el estado del canal se variará la transmisión para obtener siempre la mejor relación entre la velocidad de información y la probabilidad de error.

Se realizarán dos tipos de simulaciones, la primera será la modulación adaptativa con 256 portadoras y la segunda simulación se corresponderá con la unión de la modulación adaptativa con la modificación de las portadoras doblando el ancho de banda del sistema, ya que es la que presentaba un decremento mayor de la probabilidad de error.

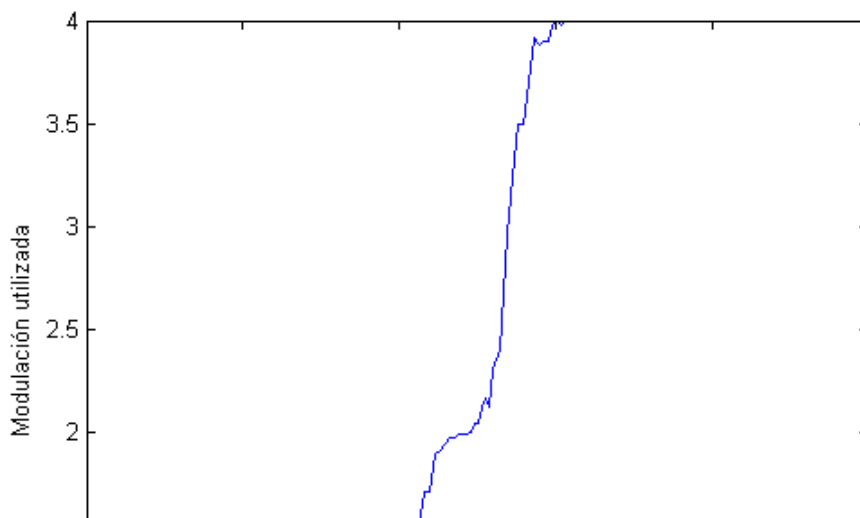


Figura 37 Modulación adaptativa en un canal Rice

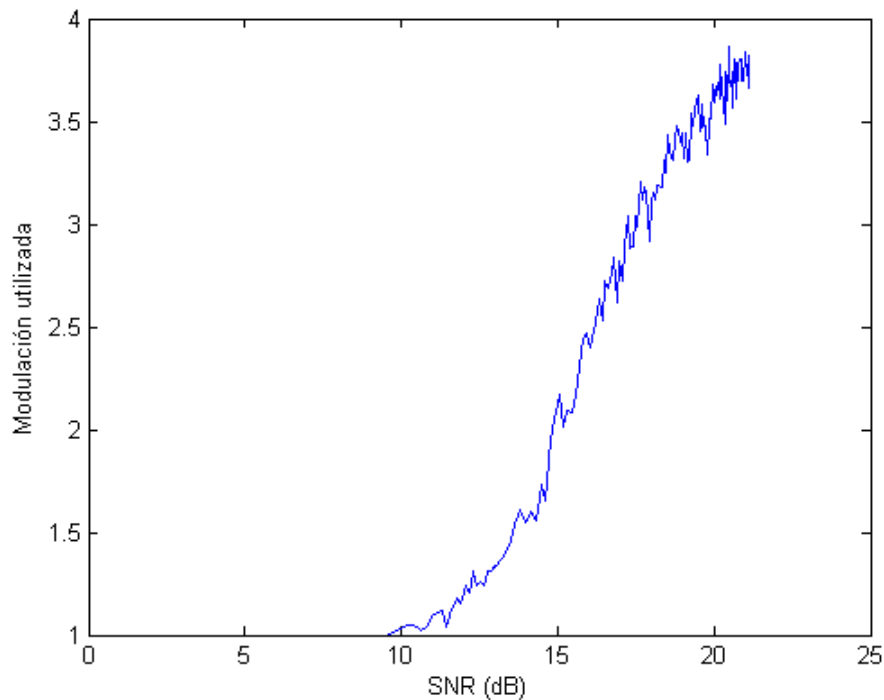


Figura 38 Modulación adaptativa en un canal Rayleigh

En la Figura 37 y en la Figura 38 se observan dos gráficas que representan la variación de la modulación utilizada en función de la SNR. La modulación utilizada se representa por el número de bits que utiliza esta modulación. De esta forma, cuando la gráfica indique 1 bit se estará utilizando la modulación BPSK, si indica 2 bits se estará utilizando la modulación QPSK y cuando indique 4 bits se estará utilizando la modulación 16 QAM.

Se puede observar que la gráfica correspondiente con el canal Rice tiene menos variaciones de modulación que la gráfica correspondiente con el canal Rayleigh. Este suceso es debido al hecho de que un canal con una distribución Rayleigh tiene desvanecimientos importantes que provocan una gran variación en el canal.

6.3.4 Modulación Adaptativa con 128 portadoras

En este apartado se unen dos tipos de modificaciones, por una parte se utilizará la modulación adaptativa y, por otra parte, también se utilizará la modificación de las portadoras doblando el ancho de banda de cada portadora.

De esta forma obtendremos un sistema que nos permitirá elegir la modulación a utilizar en función del canal y, además, tendrá la ventaja de la disminución de la probabilidad de error que provoca el uso de la modificación de las portadoras.

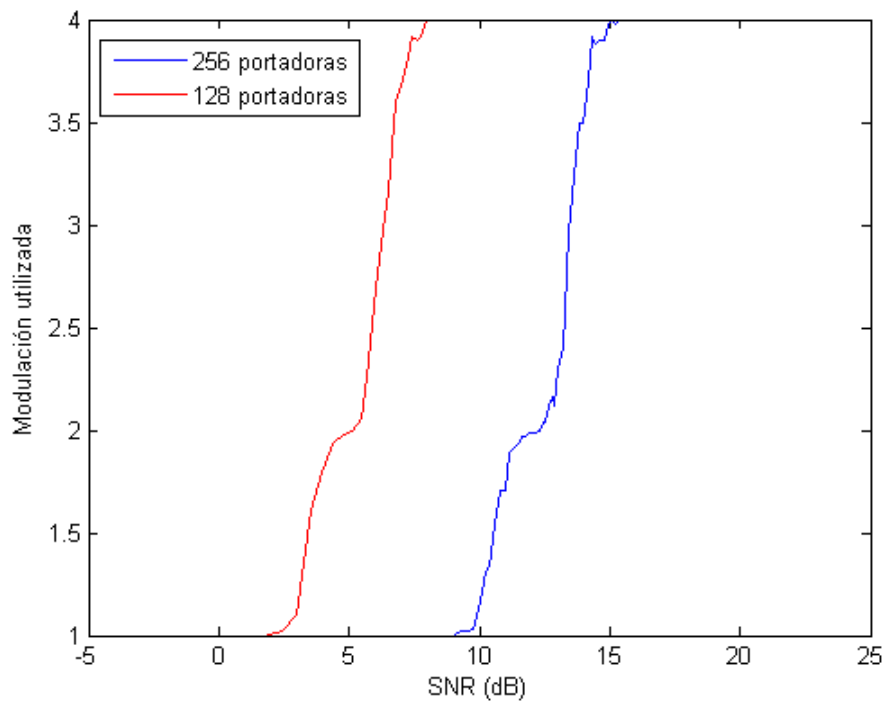


Figura 39 Modulación adaptativa con 128 portadoras en un canal Rice

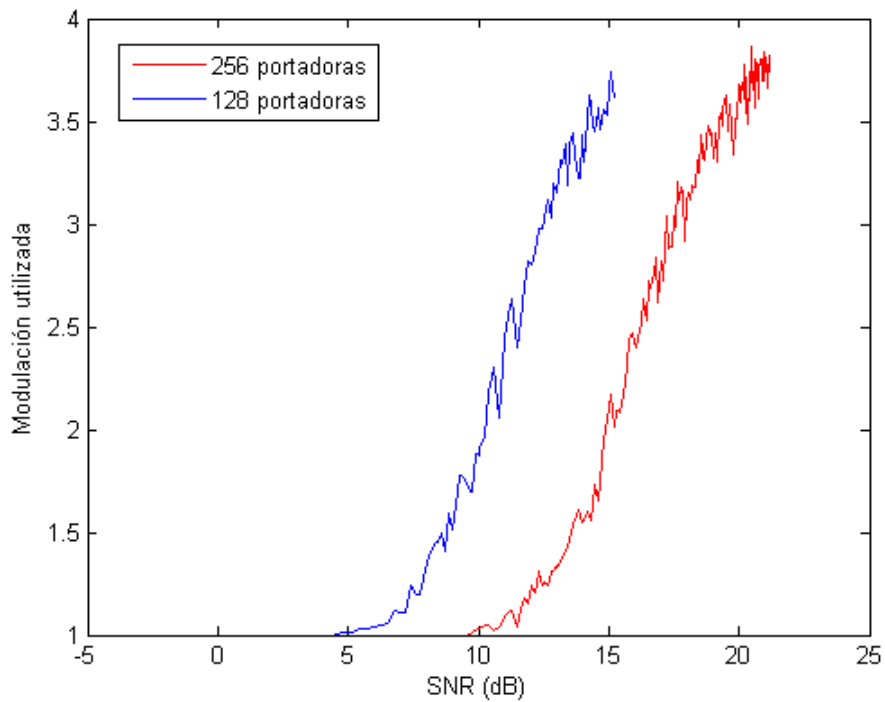


Figura 40 Modulación adaptativa con 128 portadoras en un canal Rayleigh

En la Figura 39 y la Figura 40 se representa la comparación entre la modulación adaptativa utilizando 128 portadoras y en el caso de utilizar 256 portadoras.

Se observa como al utilizar 128 portadoras se consigue antes la probabilidad de error necesaria para poder utilizar una modulación con más bits y, por tanto, son necesarios menos dBs de SNR para que el sistema escoja la modulación con más bits, es decir, la modulación 16 QAM.

7 CONCLUSIONES

Como ha sido comentado anteriormente, el incremento del número de usuarios de los sistemas de aviación que se ha producido en los últimos años ha llevado a diferentes organizaciones mundiales a proponer la creación de un nuevo sistema de tráfico aéreo que pueda aceptar dicho incremento de usuarios.

Dentro de esta serie de iniciativas se encuentra la iniciativa ATLANTIDA, que entre sus objetivos cuenta con la investigación de un sistema de comunicaciones capaz de soportar las exigencias del entorno aeronáutico. Para conseguir éste objetivo, la iniciativa ATLANTIDA plantea una línea de estudio empezando por sistemas básicos de comunicaciones para, progresivamente, añadir complejidad hasta encontrar el sistema adecuado que resuelva el actual problema del tráfico aéreo.

Durante la realización de este proyecto, con el objetivo de seguir dentro de las líneas marcadas por la iniciativa ATLANTIDA, se ha creado un aplicación en un entorno con aviones no tripulados que trabaja en un sistema de comunicaciones WiMAX con un radio de cobertura aproximado de 40 Km utilizando la modulación OFDM. Una aplicación de este sistema podría ser el control forestal en zonas de difícil acceso.

Dentro de este sistema se ha tenido en consideración dos tipos de situaciones, en la primera situación se han considerado circunstancias normales y en la segunda se ha evaluado la respuesta del sistema en un caso extremo.

Para desarrollar este sistema se ha necesitado una investigación previa sobre el canal aeronáutico de comunicaciones móviles, así como una investigación sobre la modulación OFDM y los parámetros necesarios para introducirla en un sistema WiMAX.

Una vez estudiado el canal aeronáutico se ha propuesto una simplificación del sistema para poder ser adaptado al objetivo del proyecto. Se ha realizado un primer modelo del canal de comunicaciones simple. A este nuevo modelo del canal se ha añadido progresivamente complejidad con el objetivo de desarrollar un canal más parecido a la realidad. Entre las variaciones introducidas se encuentra la modificación del número de portadoras y la modulación adaptativa.

También se ha implementado un simulador en un entorno MATLAB para poder comprobar la exactitud del modelo de canal realizado. Este simulador es capaz de realizar la simulación del sistema creado calculando la probabilidad de error en diferentes situaciones.

El primer modelo de canal presentado, el modelo de canal con ruido AWGN, ha dado probabilidades de error muy bajas, pero en este modelo de canal no se contemplan diversos factores existentes en la realidad en un canal de comunicaciones móviles, como son la propagación multicamino y el efecto Doppler. Al introducir estos factores, creando el modelo de canal correspondiente, la probabilidad de error ha aumentado considerablemente y es por esta razón por la que se han aportado soluciones para paliar los efectos negativos del Doppler.

La solución aportada se engloba dentro de la modificación de las portadoras. Se ha observado que la modificación de las portadoras intercalando ceros entre ellas no aporta un descenso de la probabilidad de error que compense la pérdida de la velocidad de información, mientras que la modificación de las portadoras doblando el ancho de banda de cada portadora aporta una disminución de la probabilidad de error manteniendo la misma velocidad de información.

La última modificación introducida aporta al sistema la capacidad de escoger la modulación adecuada en función del estado de canal. De esta forma, el sistema siempre transmitirá con la mejor relación entre la probabilidad de error y el uso de

una modulación con más bits, que aporta un aumento de la velocidad de información. Gracias al uso del simulador creado se ha evaluado el correcto funcionamiento de esta última modificación.

En cuanto a las líneas futuras de investigación en este sistema, se puede añadir una mejora en la estimación de los parámetros del canal que puede producir una importante reducción de la probabilidad de error.

A nivel personal la realización de este proyecto ha resultado satisfactoria. Además, durante la realización de este proyecto se han consolidado los conocimientos sobre comunicaciones digitales y comunicaciones móviles estudiados durante la carrera sin contar la multitud de nuevos conocimientos a los que he tenido acceso.

8 BIBLIOGRAFÍA

- [1] E. Haas, “*Aeronautical Channel Modeling*” *IEEE Trans. Veh. Tech.*, vol. 51, no. 2, pp. 254-264, March 2002.
- [2] Z. Wu, H. Kumar, and A. Davari, “*Performance evaluation of OFDM transmisión in UAV wireless communication,*” *Proceedings of the thirty-seventh southeastern symposium on system theory*, pp. 6–10, 2005. 15, 110.
- [3] J. G Andrews, A. Ghosh, R. Muhamed, *Fundamental of WiMAX*, Prencice Hall, 2007.
- [4] A. Goldsmith, *Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2005.
- [5] D. Tse, *Fundamentals of Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2004.

9 ANEXOS

Código de una versión del programa para la distribución Rice

Bloque principal:

```
clear all;
Mod=input('1-BPSK 2-QPSK 4-16QAM');
Sim_ofdm=input('introduce el número de símbolos OFDM');
portadoras=input('1-256 2- 128');
Sim=256/portadoras;
Pot_ruido=1;
Tsim=(72e-6)/portadoras;
iter=10000;
N=Mod*Sim;
L=4;
velocidad=10;
alpha=[[1:0.5:20],[20:1:130]]*Sim;
[Rice_int1,Rice_int2,Rice_int3,Rice_int4]= Rician(velocidad,Tsim);
for v=1:(Sim_ofdm),
    error_aux1=0;
    Em=alpha(v);
    V
    for c=1:iter,
        [x_sim,x]=modulacion(N,Mod,Em);
        [res_sim,h]=canal(x_sim,Pot_ruido,L,Rice_int1,Rice_int2,
        Rice_int3,Rice_int4);
        res=demodulacion(Mod,res_sim,Em);
        error_aux=prob_error(x,res);
        error_aux1=error_aux+error_aux1;
    end
    p_error(v)=error_aux1/iter;
end
semilogy(10*log10(alpha/(Sim)),p_error,'r');
```

Bloque Modulación:

```
function [x_sim,x]=modulacion(N,Mod,Em)
x=randn(N,1)+j*randn(N,1); %vector aleatorio
x=x>0; %convertimos a 1 y 0
x_aux=(x==0)*(-1);
x_aux=x+x_aux;
if Mod==1 % modulación bpsk
    A=sqrt(4*Em);
    x_sim=-(A/2)*x_aux;
end
if Mod==2 % modulación Qpsk
    A=sqrt(2*Em);
    x_sim(1:N/2,1)=-(A/2)*(x_aux(1:2:N,1)+j*x_aux(2:2:N,1));
end
if Mod==4 %modulación 16QAM
    A=sqrt((2*Em)/5);
```

```

        x_sim(1:N/4,1)=-1*(x_aux(1:4:N,1)).*(x(2:4:N,1)*A + A/2)-
        j*(x_aux(3:4:N,1)).*(x(4:4:N,1)*A + A/2);
    end

```

Bloque Canal:

```

function
[res_sim,h]=canal(x_sim,Pot_ruido,L,Rice_int1,Rice_int2,Rice_int3,
Rice_int4)
x_ifft=ifft(x_sim);

for i=0:L-2,
    x_ifft=[x_ifft(end-i);x_ifft];
end
for cb=4:length(x_ifft),
h=formar_canal(Rice_int1,Rice_int2,Rice_int3,Rice_int4,cb);
y(cb,1)=h(1)*x_ifft(cb)+h(2)*x_ifft(cb-1)+h(3)*x_ifft(cb-
2)+h(4)*x_ifft(cb-3);
end
y(cb+1,1)=1;y(cb+2,1)=1;y(cb+3,1)=1;
cb=2;
h=formar_canal(Rice_int1,Rice_int2,Rice_int3,Rice_int4,cb);
y(2,1)=h(1)*x_ifft(2)+h(2)*x_ifft(1);
cb=3;
h=formar_canal(Rice_int1,Rice_int2,Rice_int3,Rice_int4,cb);
y(3,1)=h(1)*x_ifft(3)+h(2)*x_ifft(2)+h(3)*x_ifft(1);
cb=1;
h=formar_canal(Rice_int1,Rice_int2,Rice_int3,Rice_int4,cb);
y(1,1)=h(1)*x_ifft(1);
R=length(x_sim);
noise_vector= sqrt(Pot_ruido)*sqrt(1/2)*(randn(R+ 2*L-
2,1)+j*randn(R+2*L-2,1));
y=y + noise_vector;
y=y(1:R+L-1);
y_sin_pref=y(L:end);
y_fft=fft(y_sin_pref);
h_fft=fft([h;zeros(R-L,1)]);
res_sim=y_fft./h_fft;

```

Bloque Formar Canal:

```

function [h]=formar_canal(Rice_int1,Rice_int2,Rice_int3,Rice_int4,cb)
h=ones(4,1);
h=([Rice_int1(cb),Rice_int2(cb),Rice_int3(cb),Rice_int4(cb)].*h')';

```

Bloque Rician:

```

function [Rice_int1,Rice_int2,Rice_int3,Rice_int4]=
Rician(velocidad,Tsim)
aleatorio;
fc=3.5e9;
K=10^1.5;
a=sqrt(K/(K+1));
sigma=sqrt((1-(a^2))/2);
lambda=3e8/fc;

```

```

fd=velocidad/lambda;
Tcoher=1/(2*fd);
Tmuestreo=Tsim/259;
Rice1=I1+j*Q1+a;
x=1:length(Rice1);
xi=1:1/(Tcoher/Tmuestreo):length(Rice1);
Rice_int1=spline(x,Rice1,xi);
Rice2=I2+j*Q2+a;
Rice_int2=spline(x,Rice2,xi);
Rice_int2=Rice_int2(1:1:300);
Rice3=Q3+j*Q3+a;
Rice_int3=spline(x,Rice3,xi);
Rice_int3=Rice_int3(1:1:300);
Rice4=I4+j*Q4+a;
Rice_int4=spline(x,Rice4,xi);
Rice_int4=Rice_int4(1:1:300);

```

Bloque aleatorio:

```

K=10^1.5;
a=sqrt(K/(K+1));
sigma=sqrt((1-a^2)/2);
I1=randn(1,50)*sigma;
I2=randn(1,50)*sigma;
I3=randn(1,50)*sigma;
I4=randn(1,50)*sigma;
Q1=randn(1,50)*sigma;
Q2=randn(1,50)*sigma;
Q3=randn(1,50)*sigma;
Q4=randn(1,50)*sigma;

```

Bloque Demodulación:

```

function [res]=demodulacion(Mod,res_sim,Em)
if Mod==1 % demodulación bpsk
    res=real(res_sim)<0;
end
if Mod==2 % modulación qpsk
    res(1:2:2*length(res_sim))=real(res_sim)<0;
    res(2:2:2*length(res_sim))=imag(res_sim)<0;
    res=res.';
end
if Mod==4 % demodulación 16QAM
    A=sqrt((2*Em)/5);
    res(1:4:4*length(res_sim))=real(res_sim)<0;
    res(2:4:4*length(res_sim))=abs(real(res_sim))>A;
    res(3:4:4*length(res_sim))=imag(res_sim)<0;
    res(4:4:4*length(res_sim))=abs(imag(res_sim))>A;
    res=res.';
end

```

Bloque Probabilidad de error:

```
function [p_error]=prob_error(x,res)
error=x-res;
errores=length(error)-(sum(error==0));
p_error=(errores/length(error));
```

Resumen:

La iniciativa ATLANTIDA engloba numerosos estudios de ingeniería con el objetivo de reformar el actual sistema de gestión del tráfico aéreo. Dentro de estos estudios se encuentran diversas investigaciones en el campo de las comunicaciones móviles. La gran variabilidad del entorno aeronáutico promueve el estudio de sistemas de comunicaciones móviles capaces de funcionar en este tipo de entorno. Este proyecto propone un sistema de comunicaciones WiMAX en un entorno aeronáutico con aviones no tripulados utilizando la modulación OFDM.

Resum:

La iniciativa ATLANTIDA engloba nombrosos estudis d'enginyeria amb l'objectiu de reformar l'actual sistema de gestió del tràfic aeri. Dins d'aquestos estudis es troben diverses investigacions en el camp de les comunicacions mòbils. La gran variabilitat de l'entorn aeronàutic promou l'estudi de sistemes de comunicacions mòbils capaços de treballar en aquest tipus d'entorn. Aquest projecte proposa un sistema de comunicacions WiMAX en un entorn aeronàutic amb avions no tripulats utilitzant la modulació OFDM.

Abstract:

The ATLANTIDA initiative is composed by different engineering studies that try to change the air traffic management. In these studies, we can found some researches about mobile communications. The high variability of aeronautic channel promotes the study of mobile communications systems, which can be able to work in that kind of channel. This project proposes a WiMAX communications system in an aeronautical channel with unmanned aerial vehicles using OFDM modulation.